

Jihočeská univerzita v Českých Budějovicích
Přírodovědecká fakulta

**Konstrukce intenzivního zdroje
světla s LED**

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Teodor Komárek

Školitel: doc. PaedDr. Petr Adámek, PhD.

České Budějovice 2019

Bibliografické údaje:

KOMÁREK, T. 2019: *Konstrukce intenzivního zdroje světla s LED*

Bakalářská práce - 53 str., Ústav Fyziky, Přírodovědecká fakulta,

Jihočeská univerzita v Českých Budějovicích

Bibliography:

KOMÁREK, T. 2019: *The construction intensive source of light with LED*

B.Sc. Thesis [in Czech] - 53 pp., Institute of Physics, Faculty of Science,

University of South Bohemia in České Budějovice, Czech Republic

Anotace:

Tato bakalářská práce popisuje principy elektronických napájecích zdrojů. Dále popisuje vlastní konstrukci elektronického napájecího zdroje pro napájení světelného modulu s LED diodami v léčebném zařízení.

Abstract:

This bachelors work describes principles of electronics supply sources. Far away describes the construction of electronics supply source for light module with LED diodes in medical device.

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci jsem vypracoval samostatně pouze s použitím pramenů a literatury uvedených v seznamu citované literatury. Prohlašuji, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb. v platném znění souhlasím se zveřejněním své bakalářské práce, a to v nezkrácené podobě elektronickou cestou ve veřejně přístupné části databáze STAG provozované Jihočeskou univerzitou v Českých Budějovicích na jejích internetových stránkách, a se zachováním mého autorského práva k odevzdanému textu této kvalifikační práce. Souhlasím dále s tím, aby toutéž elektronickou cestou byly v souladu s uvedeným ustanovením zákona č. 111/1998 Sb. zveřejněny posudky školitele a oponentů práce i záznam o průběhu a výsledku obhajoby kvalifikační práce. Rovněž souhlasím s porovnáním textu mé kvalifikační práce s databází kvalifikačních prací Theses.cz provozovanou Národním registrem vysokoškolských kvalifikačních prací a systémem na odhalování plagiátů.

V Českých Budějovicích dne

.....

Teodor Komárek

Na tomto místě bych velmi rád poděkoval doc. PaedDr. Petru Adámkovi, PhD. za cenné rady a připomínky při vedení mé bakalářské práce a rodičům za trpělivost.

Teodor Komárek

Název práce:

Konstrukce intenzivního zdroje světla s LED

Autor: Teodor Komárek

Ústav: Fyziky

Vedoucí práce: doc. PaedDr. Petr Adámek, PhD.

Anotace: Anotace:

Tato bakalářská práce popisuje principy elektronických napájecích zdrojů. Dále popisuje vlastní konstrukci elektronického napájecího zdroje pro napájení světelného modulu s LED diodami v léčebném zařízení.

Klíčová slova: světelný zdroj, napěťový zdroj, MCU

Title:

The construction intensive source of light with LED

Author: Teodor Komárek

Department: Institute of Physics

Supervisor: doc. PaedDr. Petr Adámek, PhD.

Annotation: Abstract:

This bachelors work describes principles of electronics supply sources. Far away describes the construction of electronics supply source for light module with LED diodes in medical device.

Key words: light source, power supply, MCU

Obsah

1.	Úvod	8
1.1	Cíle práce	8
1.2	Motivace	8
2.	Elektronické napájecí zdroje	8
2.1	Lineární napájecí zdroj	9
2.2	Referenční zdroje napětí	26
2.3	Přepětová ochrana napájecího zdroje	27
2.4	Proudové zdroje	27
3.	Spínaný napájecí zdroj a různé druhy měničů	28
3.1	Spínaný zdroj se síťovým kmitočtem bez transformátoru	29
3.2	Spínaný zdroj s transformátorem	30
3.3	Blokující měnič typu Flyback	32
3.4	Propustný měnič typu Forward	34
3.5	Step-Down (Buck regulátor)	37
3.6	Step-Up (Boost regulátor)	38
3.7	Buck-Boost měnič	38
3.8	Push-Pull měnič	38
3.9	Full-Bridge (Plný můstek)	39

3.10	Half-Bridge (poloviční můstek)	40
4.	Popis vlastního návrhu	42
4.1	Mikroprocesor ATMEL ATMEGA16	48
4.2	Integrovaný obvod LT3952	49
5.	Závěr	51

1. Úvod

1.1 Cíle práce

- Popis teorie napájecích zdrojů
- Návrh a konstrukce zpětnovazebně regulovaného napájecího zdroje intenzivního světla s LED

1.2 Motivace

Důvod, proč jsem si vybral toto téma, je můj zájem o elektroniku a fyziku.

Princip činnosti biotechnologického zařízení sloužícího k léčbě novorozenecké žloutenky, zvaného fototerapie, spočívá v produkci světla o vlnové délce 430 nm až 500 nm, optimálně 460 nm, neboť absorpční vlnová délka, která rozkládá krevní barvivo bilirubin [1] je právě 460 nm (modrá barva). Rozklad probíhá tak, že molekula bilirubinu pojme foton, který je excitován ze světelného zdroje, a tím dojde ke změně její vnitřní struktury. Bilirubin, který putuje krevním řečištěm novorozence, je tak rozkládán na látky, které se snadno rozpouštějí v kapalině a vylučují močí. Co se týče mé balářské práce, tak byla kompletně napsaná v LaTeXu [2] a schémata jsem kreslil v návrhářském software EAGLE[®] [3].

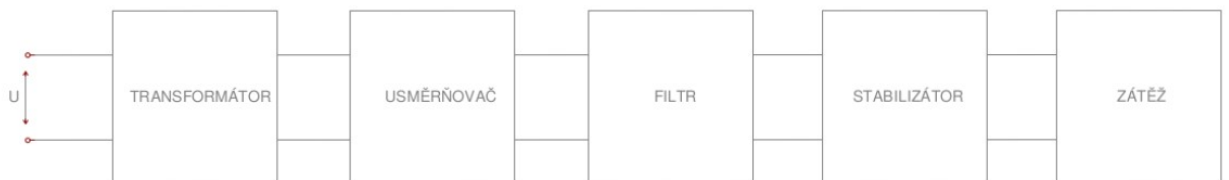
2. Elektronické napájecí zdroje

Teorie napájecích zdrojů se opírá o dva základní, avšak rozdílné principy. Mezi první typ napájecích zdrojů řadíme zdroje lineární, které vynikají značnou jednoduchostí samotné konstrukce, ale malou účinností. Další, v současné době v moderních elektronických konstrukcích nejrozšířenější, jsou spínané napájecí zdroje, jejichž cena je sice vyšší než u lineárních zdrojů, ale účinností je několikanásobně překonávají [4]. Problém spínaných elektronických zdrojů je u tranzistorů, které spínají na vysokých

frekvencích a tím dochází ke generování rušivého šumu; tento šum je nežádoucí v NF (nízkofrekvenční technika), kde způsobuje nepříjemné bručení až pískot a dále v VF (vysokofrekvenční technika), kde může ovlivňovat modulaci vlastního nosného kmitočtu. Dalším rizikovým faktorem jsou elektrolytické kondenzátory, které, vlivem spínání vysokých frekvencí, často kolabují a je nutná jejich výměna za nový kus.

2.1 Lineární napájecí zdroj

Lineární napájecí zdroj je charakterizován sestavou několika členů. Tuto sestavu tvoří následující kaskáda prvků: bezpečnostní obvod tvořený vypínačem a tavnou pojistkou, transformátor, usměrňovač, filtr a stabilizátor výstupního napětí.



Obrázek 1: Blokové schéma lineárního napájecího zdroje

Transformátor

Transformátor [4] patří svým charakterem mezi netočivé elektrické stroje, které dělíme na tři konstrukční typy:

- jádrový
- toroidní
- plášťový

V profesionální konstrukční praxi je nejrozšířenější toroidní transformátor. Mezi jeho přednosti patří menší rozměr při stejných výkonech jako u klasického transformátoru a menší rozptyl magnetického pole. Při návrhu toroidního transformátoru bereme v úvahu možnost většího sycení samotné hmoty jádra, které poté vychází rozměrově

mnohem menší než u transformátoru s jádrem z plechů.

Transformátor jako takový reprezentuje magnetický obvod, který je popsán následujícím vztahem (1) dle [4]:

$$\Phi = B \cdot S \cdot \cos(\alpha) \quad (1)$$

v obecném tvaru pro libovolnou plochu S má tento vztah tvar (2) dle [4]:

$$\phi = \int_S B dS \quad (2)$$

B - magnetická indukce

S - obsah libovolné plochy

α - úhel, který svírá normálový vektor plochy s normálovým vektorem magnetické indukce.

Proudy, které procházejí skrze jednotlivá vinutí, dělí celkový tok Φ na činnou složku Φ_H a rozptylovou složku Φ_{delta} . Činná složka je aktivní přes primární a sekundární vinutí a je zodpovědná za samotnou transformaci elektrické energie. Rozptylová složka, na rozdíl od činné, je ovlivněna pouze vinutím, které ji samo nabudilo. Dalším vztahem který, popisuje magnetický obvod transformátoru, je sprážený magnetický tok (3) dle [4]:

$$\Psi = N \cdot \Phi \quad (3)$$

N - počet závitů cívky

Pokud zderivujeme první derivaci dle času (3) dostaneme vztah (4) dle [4] pro okamžitou hodnotu napětí na cívce:

$$u_i(t) = \frac{d\Psi}{dt}$$

nebo taktéž

$$u_i(t) = N \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (4)$$

při úvaze toku Φ jako harmonické veličině měnící se v čase t , platí následující vztah (5) dle [4]:

$$\Phi(t) = \Phi_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \alpha) \quad (5)$$

úpravou vztahu (5) dostaneme vztah pro okamžitou hodnotu napětí, který má tvar (6) dle [4]:

$$u_i(t) = \omega \cdot N \cdot \Phi_m \cdot \cos(\omega \cdot t + \alpha) = \omega \cdot N \cdot \Phi_m \cdot \sin(\omega \cdot t + \alpha - \frac{\pi}{2}) \quad (6)$$

Pro efektivní hodnotu napětí U_i platí následující vztah (7) dle [4]:

$$U_i = \frac{U_{im}}{\sqrt{2}} = \frac{\omega \cdot N \cdot \Phi_m}{\sqrt{2}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot N \cdot \Phi_m \cdot f}{\sqrt{2}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot N \cdot B \cdot S_j \cdot f}{\sqrt{2}}, \quad (7)$$

kde S_j - nejmenší průřez transformátorového jádra v magnetickém obvodu, který způsobuje, že magnetická indukce dosahuje nejvyšší možné intenzity a zároveň velikosti, která je silně závislá na výběru vhodného magnetického materiálu a neměla by být tudíž překročena. Pro samotný výpočet efektivní hodnoty napětí U_i dostáváme ze vztahu (6) následující vztah (8) dle [4]:

$$U_j = 4,44 \cdot N \cdot B \cdot S_j \cdot f \quad (8)$$

Pro převodový poměr transformátoru tím pádem získáváme následující vztah (9) dle [4]:

$$k = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (9)$$

Magnetický indukční tok, který prochází v transformátoru přes jedno homogenní jádro skrze primární a sekundární vinutí, způsobuje následující jevy:

- indukované napětí na sekundárním a primární vinutí má stejný časový průběh
- polarita napětí naindukovaných na jednotlivých vinutích je závislá na smyslu vinutí

- magnetizace jádra je způsobena magnetickým napětím, jehož celková velikost je dána součtem vektorových magnetických napětí na primárním a sekundárním vinutí

Mezi podmínky, které musí každý transformátor splnit, patří:

- napětí na primárním vinutí musí být n -násobkem napětí na sekundárním vinutí
- proud tekoucí sekundárním vinutím musí být n -násobkem proudu tekoucím primárním vinutím

Pro správný chod transformátoru je nutné přivést na primární vinutí napětí a proud v harmonickém, časově ustáleném stavu; tj. proměnné veličiny, které způsobí vznik časově proměnného magnetického toku [4]. Pokud by tomu tak nebylo, tak derivace konstantního magnetického toku je rovna nule, což způsobují stejnosměrné veličiny přivedené na svorky primárního vinutí. Dalším problémem, který musíme při návrhu brát v potaz jsou ztráty transformátoru, které dělíme na dvě skupiny:

- ztráty na krátko [4] tzv. v mědi, které jsou způsobeny ohmickým odporem vodiče, jenž je použitý na vinutí primárního či sekundárního vinutí transformátoru. Průchod elektrického proudu vodičem z mědi nebo hliníku způsobí vznik ztrátového Jouleova tepla, čímž dochází k tepelnému namáhání samotných vinutí. Samotné ztráty na krátko mají proměnlivý charakter a jsou silně závislé na zátěži transformátoru. Pro stanovení ztrát nakrátko měřením je nutné zkratovat svorky sekundárního vinutí transformátoru a na svorky primárního vinutí přivést takovou úroveň napětí, která způsobí, že proud tekoucí primárním vinutím je roven jmenovitému proudu transformátoru. Napětí nakrátko je uváděno v procentech a jedná se o charakteristickou veličinu u transformátorů. Pro snížení ztrát ve vinutí transformátoru je nutné přivést n -větší napětí nakrátko, které způsobí, že proud nakrátko bude menší právě o činitel $-n$. Transformátory jako zdroje dělíme dále podle velikosti zkratového napětí na zdroje tvrdé, kam patří transformátory s malým zkratovým napětím a na zdroje měkké, kam řadíme transformátory s velkým zkratovým napětím.

- ztráty naprázdno [4] jsou tvořeny dvěma složkami: magnetizačními ztrátami a ztrátami vířivými proudy. Obě dvě složky se týkají jen a pouze magnetického obvodu

transformátoru. Tyto ztráty vyjadřují ztrátu energie, která je potřebná k přemagnetování feromagnetických materiálů během procesu střídavé magnetizace. Vznik vířivých proudů je popsán na základě Faradayova indukčního zákona, který říká, že magnetickým obvodem protéká zkratový elektrický proud (vířivý proud), jenž je kolmý na směr magnetického indukčního toku. Pro snížení těchto ztrát je nutno jednotlivé transformátorové plechy řádně izolovat. Velikost vířivého proudu je úměrná kvadrátu plochy, kde dochází k jeho indukování. Velikost ztrát na prázdno se stanovuje měřením na nezatíženém transformátoru - naprázdno; to znamená, že na svorky primárního okruhu je přivedeno jmenovité napětí a na sekundárním okruhu transformátoru není žádná zátěž -> svorky jsou rozpojené. Primárním okruhem transformátoru protéká činný proud, který je spotřebováván ztrátami naprázdno a ty můžeme spočítat. Z těchto měření naprázdno se určují další jevy, mezi které patří: proud naprázdno, ztráty naprázdno, převod transformátoru. Do těchto ztrát patří i ztráty vířivými proudy ve vinutí transformátoru, které je z tohoto důvodu zhotovováno z několika navinutých vrstev velmi tenkého izolovaného měděného drátu.

Co se týče samotné konstrukce transformátoru, jednofázového nebo třífázového, tak platí, že volba materiálů je ekonomickou otázkou, kde se zamýšlíme hlavně nad způsobem použití transformátoru. Mezi nejběžnější a nejrozšířenější druhy transformátorových plechů patří plechy typu EI [4]. Dalšími typy plechů jsou plechy typu M , dále pak materiály typu $Fe - Si$ pro jádra toroidních transformátorů. Další konstrukční složkou transformátoru je vinutí jednotlivých okruhů (primární a sekundární okruh), které je tvořeno tenkým izolovaným měděným vodičem o průřezu S . Pro své výborné izolační vlastnosti se používá k výrobě izolantů u transformátorů malých výkonů převážně sklo, papír a lak; u transformátorů velkých výkonů se používají jako izolanty plyny a syntetické oleje. Samotné navíjení vodiče pro primární a sekundární okruh provádíme na tzv. kostru z feromagnetického materiálu, který je pro snížení hysterezních ztrát válcován za studena a magnetizován ve směru indukčních čar - u běžných transformátorů tenké plechy typu EI , jednotlivé vrstvy vinutí se během výrobního procesu vždy odizolují vrstvou izolantu.

Při výběru jádra transformátoru vybíráme z typizovaných rozměrů, které odpovídají výpočtu průřezu a velikosti navíjecích ok. Důležitou hodnotou u transformátorových

jader je velikost magnetické indukce, kterou jsou schopny zpracovat bez zbytečných ztrát. Pro jádra, která jsou vyrobena z materiálů zpracovaných za tepla, platí následující hodnoty magnetické indukce: 0,8 T - 1,4 T [4]. Pro izotropní materiály jader, které jsou válcované za studena, platí následující hodnoty magnetické indukce: 1 T - 1,5 T [4], u anizotropních materiálů platí tyto hodnoty magnetické indukce: 1,2 T - 1,75 T [4]. Jádra použitá u transformátorů, které mají větší výkon než 1 kW, již nejsou monolitická, ale skládají se z tenkých transformátorových plechů. Pro samotnou konstrukci transformátoru je nutné stanovit velikost napětí, které bude přivedeno na primární okruh a zdánlivý výkon, který bude na sekundárním okruhu transformátoru. Pro výkon transformátoru na sekundárním okruhu transformátoru platí následující vztah (10) dle [4]:

$$P_S = U \cdot I \quad (10)$$

Běžný síťový transformátor má účinnost přibližně 85 %. Z toho vyplývá, že můžeme určit příkon transformátoru na primárním okruhu, a to podle vztahu (11) dle [4]:

$$P_P = \frac{P_S}{0,85} \quad (11)$$

Velikost transformátoru, která se odvíjí od velikosti průřezu jádra, stanovíme na základě hodnoty příkonu primárního okruhu dle vztahu (12) podle [4]:

$$S = \sqrt{P_P} \quad (12)$$

Pro výpočet počtu závitů na 1 Volt vycházíme z následujícího vztahu, který bere v úvahu vypočtený průřez jádra (13) dle [4]:

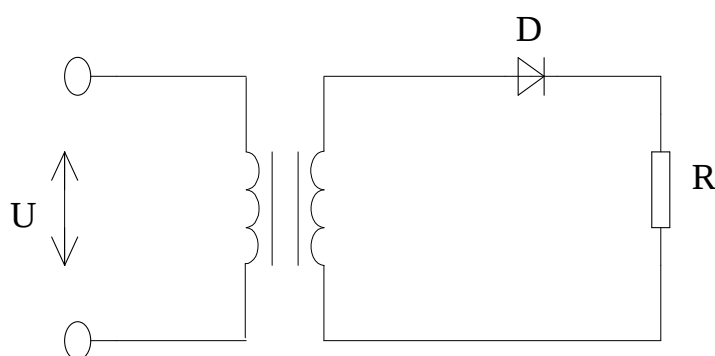
$$N_{1V} = \frac{45}{S} \quad (13)$$

Konstanta 45 je vypočtena ze vztahu (8). Hodnoty výpočtu průměru vinutí se zjišťují buď z tabulek nebo pomocí vzorce (14) dle [4]:

$$d = \sqrt{\frac{1}{2}} \quad (14)$$

Usměrňovač

Usměrňovač slouží k usměrnění střídavého napětí na pulzní stejnosměrné napětí. V lineárních napájecích zdrojích je to vždy druhý prvek za transformátorem. V běžné praxi se používají usměrňovače diodové zapojené do můstku, známé pod názvem Grätzovo zapojení, nebo v zapojení do uzlu. Usměrňovače se dále dělí na usměrňovače jednofázové a třífázové, a to buďto na jednocestné nebo dvoucestné. Jednocestné usměrňovače jsou konstrukčně nejjednodušší, neboť obsahují pouze jednu diodu a usměrňují vždy jen jednu půlvlnu vstupního střídavého napětí.



Obrázek 2: Schéma jednofázového jednocestného diodového usměrňovače převzaté z [5].

U dvoucestného můstkového zapojení usměrňují vždy dvě diody v sérii pozitivní nebo negativní půlvlnu. Pokud budeme uvažovat odporovou zátěž na můstku, tak okamžitý proud, který teče odporovou zátěží, popisuje následující vztah (15) dle [5]:

$$i(t) = \frac{u(t)}{Z} \quad (15)$$

Efektivní hodnotu okamžitého proudu procházejícího zátěží spočteme dle vztahu (16) dle [5]:

$$I_{ef} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \quad (16)$$

stejně tak spočteme efektivní hodnotu okamžitého napětí na odporové zátěži a to dle vztahu (17) dle [5]:

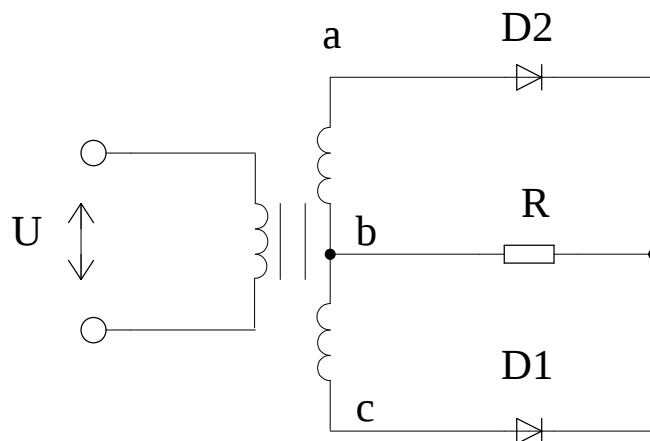
$$U_{ef} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} \quad (17)$$

Závěrné napětí na diodě v době, kdy aktivně neusměřňuje, spočteme dle vztahu (18) dle [5]:

$$U_{RWM} = \sqrt{2} \cdot u \quad (18)$$

Nevýhody jednocestného usměřňovače jsou hlavně v tom, že zkresluje výstupní napětí při průchodu stejnosměrné složky napětí sekundárním okruhem transformátoru a zároveň dochází k masivnímu sycení transformátorového jádra, což má za následek zbytečné tepelné ztráty transformátoru; takovýto napájecí zdroj má samozřejmě velmi sníženou účinnost.

Princip dvoucestného usměřňovače v uzlovém zapojení spočívá v tom, že zátěž je připojena buď k anodám nebo katodám diod a zbylé vývody diod jsou připojeny k vývodům vinutí transformátoru.

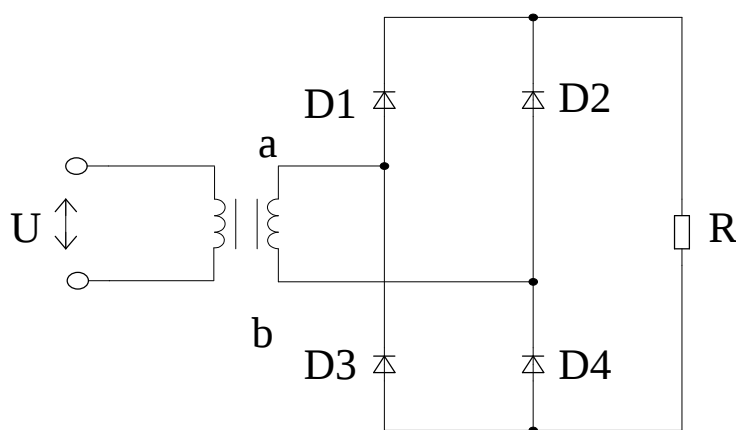


Obrázek 3: Schéma jednofázového dvoucestného diodového usměřňovače v uzlovém zapojení, převzaté z [5].

Procházející napětí má mezi krajními svorkami a a b usměřňovače vůči jeho střední svorce c opačnou polaritu, avšak hodnota napětí U_{ac} mezi svorkami a a c má stejnou hodnotu jako napětí U_{bc} mezi svorkami b a c . Celý princip spočívá v tom, že pokud je perioda vstupního napětí kladná, tak dioda D_1 je otevřena, tj. je v propustném směru, a dioda D_2 je uzavřena [5]. Totéž analogicky platí pro zápornou periodu vstupního napětí. Z toho vyplývá, že na odporové zátěži je vždy v celém časovém průběhu kladná hodnota napětí.

U můstkového zapojení dvoucestného usměrňovače jsou vždy dvě diody v sérii se záteží. Pokud má procházející napětí u transformátorem na svorce a kladnou hodnotu vůči svorce b , diody D_1 a D_2 jsou polarizovány kladnou půlvlnou a tudíž otevřeny, avšak diody D_3 a D_4 jsou polarizovány zápornou půlvlnou. Pro střední hodnotu usměrněného napětí platí následující vztah (19) dle [5]:

$$U_{av} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T U_{max} \cdot \sin(\Omega \cdot t) dt = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^\pi U_{max} \cdot \sin(\Omega \cdot t) dt = U_{max} \cdot \frac{2}{\pi} \quad (19)$$



Obrázek 4: Upravené schéma jednofázového dvoucestného diodového usměrňovače v můstkovém zapojení, převzaté z [5].

Rozdíl mezi dvoufázovými a třífázovými usměrňovači v uzlovém zapojení je v tom, že pokud je zátěž ryze odporová, tak napětí díky třetí fázi nikdy nenabude nulové hodnoty. Nevýhodou třífázových usměrňovačů je opět stejnosměrná složka napětí, která sytí jádro a způsobuje ztráty teplem na vinutí transformátoru. Princip zapojení spočívá v tom, že výstupní svorky transformátoru jsou zapojeny do hvězdy a z nich jsou jednotlivé fáze zapojeny na anody diod, kdežto katody jsou spojeny ve společném uzlu; to znamená, že otevřena je vždy jen jedna dioda a to ještě ta, kde je nejvyšší kladná hodnota napětí [5]. U třífázových usměrňovačů je výhodnější použít můstkové zapojení se šesti diodami, kde oproti uzlovému třífázovému usměrňovači nedochází ke stejnosměrnému sycení transformátorového jádra.

Filtr

V soustavě lineárního napájecího zdroje slouží filtr k vyhlazení zvlnění výstupního napětí. Z konstrukčního hlediska se používají filtry typu dolní propust - RC článek. Jejich výhoda je jednak v jednoduchosti a jednak v nízkých nárocích na kvalitu použitých filtračních kondenzátorů. Nevýhodou jsou velké rozměry kondenzátorů, což zpřičňuje nízký síťový kmitočet. Aby se udržely rozměry kondenzátoru v rozumných mezích, využívá se dvoucestných usměrňovačů, u kterých dochází ke kmitočtovému rozdělení [6]. Princip filtru je dále popsán na příkladu jednocestného usměrňovače. Kondenzátor dosáhne své maximální hodnoty napětí v čase $\tau = t_2 - t_1$. V tomto časovém intervalu dochází k pomalému poklesu napětí na transformátoru, což způsobí uzavření diody. Po uzavření diody je do obvodu dodáván proud kondenzátorem, tento jev je popsán vybíjecí charakteristikou (přechodovým jevem) samotného kondenzátoru, kterou popisuje následující rovnice (20) dle [6]:

$$U_R = U_R \cdot e^{\frac{\tau}{R \cdot C}} \quad (20)$$

V čase t_1 dojde ke skokové změně proudu, který teče kondenzátorem, při čase t_2 dojde opět ke skokové změně tekoucího proudu, ale opačným směrem, tj. ze záporného se stane kladný. Tento jev způsobí exponenciální pokles napětí. Během opětovného nabíjení kondenzátoru dochází k jeho nabíjení velkým proudovým impulzem; z toho vyplývá, že velikost úbytku elektrického náboje na kondenzátoru při vybíjení je ekvivalentní s hodnotou velikosti elektrického náboje na kondenzátoru při jeho nabíjení. Platí následující vztah (21) dle [6]:

$$\int_{t_1}^{t_2} -i_c dt = \int_{t_2}^{t_3} i_c dt \quad (21)$$

Tento vztah říká, že plocha vybíjecího impulsu je rovna ploše nabíjecího impulsu. Kapacitu filtračního kondenzátoru spočítáme dle následujícího vztahu, ve kterém se zohledňuje přechodový děj vybíjení kondenzátoru (22) dle [6]:

$$C > \frac{\arccos\left(-\frac{U_{min}}{U_{max}}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot R_2 \cdot \ln\left(\frac{U_{max}}{U_{min}}\right)} \quad (22)$$

Z konstrukční praxe vyplývá, že kondenzátory použité jako filtrační jsou elektrolytické, neboť ostatní druhy by měly neúměrnou velikost a hlavně cenu. Kapacity elektrolytických kondenzátorů se pohybují v řádech stovek až tisíců μF . Dalším faktorem, který zohledňujeme při návrhu filtračního kondenzátoru je velikost pracovního napětí. Tu vypočítáme na základě vztahu (23) dle [6]:

$$U_c = \sqrt{2} \cdot U_{sek} \quad (23)$$

Hodnotu získanou výpočtem tohoto vztahu zvětšíme v intervalu 30 % až 50 %. Poslední důležitou věcí, kterou musíme zohlednit při návrhu zdroje, je vhodné umístění filtračních kondenzátorů, aby nedocházelo k jejich urychlenému vysychání; teploty ve zdrojích se běžně pohybují v intervalu 60 °C až 80 °C. Další variantou je použití LC filtru, který je vhodný u diodových usměrňovačů, neboť tlumivka způsobuje uhlazení výstupního proudu a omezuje proudovou amplitudu v propustném směru diody [6]. Nevýhodou tohoto typu filtru je velké vstupní napětí, potřebné pro dosažení požadované hodnoty výstupního napětí. Tlumivka v tomto typu filtru zpomaluje nárůst nabíjecího proudu kondenzátoru a prodlužuje dobu jeho trvání. Při síťové kmitočtu, 50 Hz se tento typ filtru nevyužívá, neboť velikost tlumivky dosahuje velkých rozměrů. Smysl nachází až u impulzních zdrojů [6], které pracují ve frekvenčním intervalu od 10 kHz až do 1 MHz.

Stabilizátory - Regulátory napětí

Stabilizátor napětí, jako koncový stupeň lineárního napájecího zdroje, udržuje hladinu výstupního napětí na konstantní úrovni. Samotná stabilita výstupního napětí je závislá na zatížení napájecího zdroje, změnách vstupního napětí a fyzických změnách použitých součástek (jejich stárnutí). Dále je ovlivněno teplotou okolí, kde se zdroj nachází a vlastní tepelnou emisí.

Pro teoretický popis stabilizace využijeme následující vztah (24) dle [6]:

$$p = \frac{\frac{\Delta U_1}{U_1}}{\frac{\Delta U_2}{U_2}} = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \quad (24)$$

V tomto vztahu má U_1 význam vstupního napětí, U_2 význam výstupního napětí. Absolutní změna vstupního napětí je reprezentována ΔU_1 a absolutní změna výstupního napětí je reprezentována ΔU_2 . Velikost činitele stabilizace se pohybuje v intervalu 10^2 až 10^4 .

Z konstrukčního hlediska se stabilizátory dělí na dva typy:

- sériový
- paralelní

Výhoda sériových stabilizátorů tkví v tom, že omezují velké změny vstupního napětí a napětí na zátěži. V klidovém stavu se vyznačují tím, že na výkonném koncovém členu je napětí o několik řádů menší, než vlastní napětí na zátěži, kdežto proud, který teče koncovým výkonovým členem je ekvivalentní proudu tekoucímu zátěží. Pokud ovšem dojde ke zkratu, tak na výkonovém koncovém členu je velké napětí a výkonovým členem teče neúměrně veliký zkratový proud. Z konstrukčního hlediska je nejjednodušší sériový stabilizátor s tranzistorem a diodou v jeho v bázové větvi, který je bez zpětné vazby [6]. Na bázi tranzistoru je diodou udržována stálá velikost napětí. Změnu výstupního napětí může ovlivnit pouze změna napětí U_{BE} , které je ovlivněno teplotou a protékajícím proudem. Tranzistor je zapojen jako napěťový sledovač, který zvětšuje výstupní výkon paralelně zapojeného regulátoru R_1 a D , tím se zmenšuje jeho dynamický odpor. Výstupní napětí stabilizátoru je rovno hodnotě $U_{out} = U_Z - U_{BE}$. Velikost odporu R_1 je odvozena ze vztahu pro proudový zesilovací činitel h_{21E} použitého tranzistoru (v potaz bereme co nejmenší hodnotu činitele). Hodnotu zesilovacího činitele vypočteme z následujícího vztahu (25) dle [6]:

$$h_{21E} = \frac{I_c}{I_b} \quad (25)$$

vztah (25) po dosazení odpovídajících veličin nabude tvaru (26) dle [6]:

$$h_{21E} = \frac{I_{out}}{\frac{U_{in} - U_{out}}{R_1}} \quad (26)$$

po úpravě vztahu (26) získáme vztah (27), dle [6], pro výpočet hodnoty odporu rezistoru R_1

$$R_1 = \frac{(U_{in} - U_{out}) \cdot h_{21E}}{I_{out}} \quad (27)$$

Pro proud, tekoucí Zenerovou diodou, platí vztah (28) dle [6]:

$$I_z = \frac{U_{inmax} - U_{out}}{R_1} \quad (28)$$

Další možností je použití Darlingtonova zapojení jako výkonového koncového členu. Pokud použijeme Darlingtonovo zapojení, tak se pronásobí proudové zesilovací činitele obou tranzistorů a platí následující rovnice (29) dle [6]:

$$h_{21E} = h_{21E1} \cdot h_{21E2} \quad (29)$$

Výstupní napětí u těchto jednoduchých zapojeních je nepříznivě ovlivňováno tepelnou změnou napětí U_{BE} . Dle [6] se změna, způsobená tepelným nárůstem o cca 2 mV/°C, projeví na výstupu regulátoru napěťovým výkyvem.

U jednoduchých stabilizátorů lze s výhodou použít i operační zesilovač. Princip spočívá v tom, že referenční napětí stabilizační Zenerovy diody [6] je přivedeno na neinvertující vstup operačního zesilovače, načež na invertující vstup je přivedena složka napětí ze zpětné vazby. Zpětná vazba je tvořena napěťovým děličem realizovaným z rezistorů R_2 a R_3 . Výstup operačního zesilovače ovládá regulátor v řádu zesílení 10^6 . Pokud dojde ke zvětšení napětí na Zenerově diodě, tak dojde ke zmenšení velikosti výstupního napětí, což způsobí uzavírání tranzistoru a další pokles výstupního napětí. Samotný operační zesilovač se snaží mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem udržet nulové napětí. Obecně vzato, vzniká u stabilizátorů

výkonový úbytek pouze na sériovém výkonovém koncovém členu. Platí zde přímá úměra: čím menší je rozdíl napětí na vstupu a výstupu stabilizátoru, tím menší je výkonová ztráta. Rozdíl napětí ovšem nesmí být menší, než prahové hodnoty napětí použitých tranzistorů nutné pro jejich korektní funkčnost. Pro zajištění funkcionality se používá předregulační stupeň [6]. Smyslem předregulačního členu je, aby měnil napětí primárního napěťového zdroje a způsoboval co nejmenší úbytek na sériovém výkonovém prvku. Nejběžnějším předregulačním prvkem bývá tyristor. Při použití diodového můstkového usměrňovače jsou tyristory zapojeny v každé jeho větvi, a tím tvoří polořízený můstkový usměrňovač. Řízeným spínáním tyristorů v každé půlplně síťového kmitočtu dochází ke změně úhlu sepnutí vlastního usměrňovače. Pro vlastní řízení tyristorů je nutné mít řídicí jednotku, která je v součinnosti s výstupním napětím regulátoru. Fakticky je téměř potlačen úbytek napětí na regulačním členu a napětí je udržováno na konstantní hladině, a to při změnách proudu procházejícího zátěží a výkyvech vstupního či výstupního napětí. S výhodou se dá použít také zapojení, které neobsahuje sériový regulační člen, pokud se od celkového konstrukčního řešení nevyžadují velké nároky; v tom případě je řídicí jednotka tyristorů ovládána signálem z rozdílového zesilovače. Tato zapojení se využívají v aplikacích, kde je potřeba spínat velké proudy při malých napětích.

Další možností je použití zapojení typu „PIGGY-BACK“ [6]. Princip spočívá v tom, že v sérii s regulátorem nízkého napětí je regulátor vysokého napětí, jehož regulace nemusí být plně dokonalá. Výstupní napětí sdruženého regulátoru ovlivňuje chybový signál rozdílového zesilovače. Změny u regulátoru vysokého napětí, které jsou způsobené zvlněním sítě a zátěže, kompenzuje regulátor nízkého napětí. Kompenzace je způsobena výkonovým tranzistorem T_1 obvyklým způsobem. Protizkratová ochrana u tohoto typu regulátoru je vyřešena zapojením diody D , která při zkratu vytvoří vybíjecí cestu filtračního kondenzátoru vysoko napěťového zdroje. Řízení regulátoru vysokého napětí je řešeno jednotkou, jejíž vstup je řízen napěťovým úbytkem na výkonovém tranzistoru v sérii s rezistorem R u regulátoru nízkého napětí. Úbytek napětí se pohybuje kolem 20 V.

Pokud budeme mít sériový napěťový regulátor bez protizkratové ochrany, tak při vzniku zkratu dochází k fatálním následkům; na výkonovém členu, tranzistoru, bude

při zkratu plně vstupní napětí a proud tekoucí tranzistorem bude ovlivněn jen vnitřním odporem elektrického napájecího zdroje a odporem tranzistoru T_1 v otevřeném stavu. Následkem toho dojde k tepelnému průrazu tranzistoru, neboť ztrátový výkon tranzistoru T_1 překročí katalogovou hodnotu. Jednou z možností ochrany je použití tavné pojistky, nicméně, časová konstanta tavné pojistky má mnohem větší hodnotu než časová konstanta destruktivního jevu, takže je využívána pouze jako doplňková ochrana v sérii s tranzistorem. Častější je využití ochrany elektronické. Jejím smyslem je, aby při plném napětí vyvolala na výkonovém tranzistoru ztráty v tolerovatelných katalogových mezích a ideálně působila rychle a v klidovém stavu neovlivňovala chod regulátoru [6]. Základní a zároveň nejjednodušší ochranou je zařazení omezovacího rezistoru do série s výkonovým členem na primárním okruhu vlastního zdroje. Nevýhoda tohoto řešení spočívá v tom, že při normálním režimu regulátoru se na omezovacím rezistoru rozptýluje ztrátový výkon a tím dochází ke zhoršení samotné regulace. Místo klasického rezistoru lze s výhodou použít tranzistor, který je v normálním režimu regulace v plně nasyceném stavu. Míru nasycení určuje vhodná volba velikosti rezistoru R_5 . Pokud nastane zkrat, tak na rezistoru R_4 vzroste úbytek napětí a dioda D_2 přejde do vodivého režimu. Do báze ochranného tranzistoru začne tedy téct menší proud a vnitřní odpor ochranného tranzistoru vzroste. Při zkratu je tranzistor vystaven celé velikosti vstupního napětí, kdežto velikost proudu je závislá na velikosti otevření ochranného tranzistoru [6]. Při nárůstu teploty polovodičového přechodu ochranného tranzistoru dochází ke zmenšení napětí U_{BE} , což má za následek zvětšení celkového proudu tekoucího obvodem. Tím také dochází ke vzniku kladné, tepelné zpětné vazby. Nejpoužívanější druh elektronické ochrany využívá následující princip. Při vzniku zkratu dochází k napěťovému úbytku na rezistoru R_4 , což způsobí otevření tranzistoru T_0 . Otevření tranzistoru T_0 vede ke snížení odporu mezi bází a emitorem tranzistoru T_1 a tím pádem k jeho uzavírání. Velikost proudového omezení se nastavuje přes rezistor R_4 .

Dalším typem napěťových regulátorů jsou regulátory paralelní. Jejich použití je převážně ovlivněno aplikacemi, kde jsou použity. Nejčastěji se používají ve zdrojích konstantního napětí. Princip obvodu spočívá ve vedení napětí z primárního napěťového zdroje přímo k obvodu paralelního regulátoru. Paralelní regulátor přímo ovládá

výkonový člen, ke kterému je paralelně připojena zátěž. Zajištění stálého napětí na výkonovém členu zajišťuje pomocný obvod. Dochází-li ke zvětšování proudu tekoucího zátěží, tak proud tekoucí výkonovým členem se zmenšuje. Pokud proud dosáhne hodnoty, kdy primární napěťový zdroj a paralelní regulační obvod neudrží napětí na výkonovém členu, dochází k útlumu regulace, ale nedochází k přetížení výkonového členu [6]. Oproti sériovému regulátoru je paralelní regulátor výhodný tím, že je odolný proti zkratu na výstupu výkonového členu. Paralelní regulátor může propouštět proud dodávaný aktivní zátěží. Pokud má zátěž parametry zdroje stejné polarity a větší napětí než je napětí na výkonovém členu, tak proud tekoucí ze zátěže prochází výkonovým členem a zvětšuje jeho výkonové zatížení. Paralelní regulátory nejsou náchylné na parazitní kmity, což umožňuje jejich použití bez výstupního kondenzátoru.

Nejjednodušším typem paralelního regulátoru je paralelní regulátor se stabilizační diodou [6]. Výkonovým členem je stabilizační dioda. Princip tohoto zapojení spočívá v tom, že nastavíme pracovní bod stabilizační diody do oblasti lavinového průrazu dle její volt-ampérové charakteristiky. Dynamický odpor je v této oblasti malý, pohybuje se v řádu jednotek ohmů. Tím pádem velká změna proudu ΔI_z odpovídá malé změně napětí ΔU_z . Pokud dochází ke změně napětí U_{in} nebo ke změně proudu I_{out} , tak, že se proud ΔI pohybuje v lavinové oblasti, je výstupní napětí U_{out} přibližně konstantní. Naopak, velikost odporu rezistoru R má být několikanásobně větší než dynamický odpor stabilizační diody. Pokud stabilizujeme vliv změn vstupního napětí nebo změny zátěže, musíme pracovní bod zvolit tak, aby při předpokládané nejmenší velikosti vstupního napětí a nebo předpokládané největší velikosti výstupního proudu I_{out} setrval v lavinové oblasti stabilizační diody. Napětí stabilizační diody U_Z je teplotně závislé. Tuto závislost vyjadřuje následující vztah (30) dle [6]:

$$k_Z = \frac{1}{U_Z} \cdot \frac{\Delta U_Z}{\Delta \vartheta} \quad (30)$$

Stabilizační součinitel má rozměr $[1/^\circ C]$.

U stabilizačních diod s malým napětí pod 6 V bývá teplotní součinitel záporný: $-1 \cdot 10^{-4} / ^\circ C$ až $-3 \cdot 10^{-4} / ^\circ C$. Naopak u diod s větším napětím U_Z je tento teplotní

součinitel kladný a pohybuje se v intervalu $1 \cdot 10^{-4} / ^\circ C$ až $9 \cdot 10^{-4} / ^\circ C$. Pokud máme kladný teplotní součinitel, tak ho můžeme snadno kompenzovat diodou zapojenou v propustném směru a v sérii s vlastní stabilizační diodou. Nevýhodou tohoto zapojení je nárůst dynamického odporu. Jednoduchý paralelní regulátor se stabilizační diodou můžeme vylepšit použitím jednoho nebo více tranzistorů. Použití tranzistorů zvětší výkonové možnosti samotného regulátoru a zároveň sníží dynamický odpor [6]. Tento obvod teoreticky rozdělujeme do dvou malých obvodů; první sub-obvod získává a zajišťuje referenční napětí pro výkonový prvek s tranzistorem, který je paralelně připojen k zátěži. Proud, který teče výkonovým členem je řízen změnou vstupního napětí a zátěží regulátoru s ohledem na referenční napětí. Změny proudu tekoucího výkonovým členem vyvolávají změny úbytku napětí na rezistoru R_1 , který je v sérii se zátěží [6]. Tyto změny zapříčiňují, že výstupní napětí je udržováno na konstantní hodnotě. Ve výkonovém členu je zapojen jeden nebo více tranzistorů v zapojení se společným emitorem. Pro návrh jednoduchého paralelního regulátoru vycházíme z následujících vztahů. Vztah (31) dle [6] pro rezistor, kterým nastavujeme pracovní bod diody, má následující tvar:

$$R_1 = \frac{U_{in_{min}} - U_{out}}{I_{out_{max}}} \quad (31)$$

kde:

$U_{in_{min}}$ je nejmenší možné vstupní napětí

$I_{out_{max}}$ je největší možný výstupní proud

Velikost rezistoru získanou výpočtem ze (31) zmenšíme o 10 %, aby při maximálním výstupním proudu tekoucího obvodem regulátoru tekl stabilizační diodou a tranzistorem přiměřený proud. Pro výpočet kolektorového proudu platí následující vztah (32) dle [6]:

$$I_c = \frac{U_{in_{max}} - U_{out}}{R_1} \quad (32)$$

Vhodný tranzistor volíme tak, aby jeho ztrátový výkon P_{tot} byl menší nebo roven hodnotě ze vztahu (33) dle [6]:

$$P_{tot} = I_c \cdot U_{out} \quad (33)$$

Z toho také usuzujeme, že mezní napětí mezi kolektorem a emitorem daného tranzistoru musí být větší, než je výstupní napětí [6]. Použít můžeme také tranzistory v Darlingtonově zapojení, ale musíme vzít v potaz, že napětí U_{be} se zvětší. U paralelního regulátoru můžeme dále stanovit jeho vlastní účinnost, a to na základě vztahu (34) dle [6]:

$$\eta = \frac{P_{in}}{P_{out}} \cdot 100 \quad (34)$$

kde:

P_{in} je výkon na primárních svorkách regulátoru

P_{out} je užitečný výkon odebíraný na svorkách regulátoru

Účinnost paralelních regulátorů se pohybuje do 50 % a zároveň se nehodí pro odebrání proudů nad 1 A.

2.2 Referenční zdroje napětí

Referenční zdroje napětí pracují na principu opěrného signálu s přesně definovanou velikostí a průběhem. Tento signál je co nejméně závislý na jakýchkoli vnitřních a vnějších jevech. Závislost referenčního signálu na vnitřních a vnějších jevech se vyjadřuje jako stabilita, udávaná v % výstupní veličiny. Referenční signál se posuzuje v závislosti na čase a teplotě. Časová a teplotní stabilita se obvykle udává v jednotce *ppm* (part per million). To po přepočtu 10^{-6} udává 0,0001 %. První napěťové reference byly navrženy pomocí běžných, teplotně kompenzovaných Zenerových diod [6]. Tato technologie se nazývala „Buried-Zeners“. U tohoto typu je, z technologického pohledu, Zenerova dioda umístěna pod povrchem vlastního čipu. Dalším

typem, pracujícím na opačném principu, jsou napěťové reference typu „Band-Gap“. Obecně vzato se využívá napětí zakázané oblasti; u tohoto jevu se vychází z teplotní závislosti napětí přechodu báze-emitor samotného tranzistoru na proudové hustotě emitoru [6]. Napětí U_{BE} u tranzistoru má záporný teplotní koeficient s hodnotou $-2,2 \text{ mV} / ^\circ\text{C}$, která není zcela konstantní a se změnou proudové hustoty emitoru se změní o přibližnou hodnotu $200 \mu\text{V} / ^\circ\text{C}$. Velikost referenčního napětí je pevně daná energetickým rozdílem zakázané oblasti ve struktuře elektronů u vlastních polovodičů. Při realizaci U_{ref} s jedním přechodem získáme hodnotu $1,205 \text{ V}$, jež je o malou hodnotu navýšena korekčním činitelem.

2.3 Přepětová ochrana napájecího zdroje

Každý napájecí zdroj by měl být vybaven proudovou a přepětovou ochranou. Smyslem přepětové ochrany je ochránit zařízení před nenadálým napěťovým výkyvem v napájecí síti, jenž může být způsoben, třeba atmosférickým napěťovým výbojem. Jedním z možných řešení napěťové ochrany je použití tyristoru a Zenerovy diody. Během normálního provozního stavu je tyristor vypnut, proudový odběr je velmi malý a je zapříčiněn Zenerovou diodou a rezistorem R . Zenerova dioda musí být dimenzována tak, aby její otevírací napětí bylo o pár desetín vyšší, než je výstupní napětí samotného zdroje [6]. Při vzniku přepětí se Zenerova dioda otevře a skrze přechod, který je tvořen řídicí elektrodou-katodou, projde proud, jenž zapne vlastní tyristor. Jakmile je tyristor sepnut, tak na výstupu dojde ke zkratu a okamžitě zareaguje tyristorová ochrana zdroje. Pro větší jistotu do obvodu zařazujeme klasickou tavnou pojistku.

2.4 Proudové zdroje

Při realizaci proudového regulátoru vycházíme z porovnání referenčního napětí s hodnotou napětí, které je úměrné hodnotě výstupního proudu [6]. Proudový regulátor je vesměs realizován jako sériový člen, což znamená, že v proudovém obvodu může být, při zachování polarity, umístěn na libovolném místě.

Napětí na rezistoru R je dáno vztahem (35) dle [6]:

$$U_R = \frac{U_{ref} \cdot R}{R + R_1} \quad (35)$$

Pro výstupní proud regulátoru platí následující vztah (36) dle [6]:

$$U_R = R \cdot I_{out} \quad (36)$$

3. Spínaný napájecí zdroj a různé druhy měničů

Spínaný napájecí zdroj se od lineárního napájecího zdroje odlišuje v tom, že výkonový člen je impulzně zatěžován, což znamená, že je střídavě zapínán a vypínán. Velká výhoda oproti lineárnímu napájecímu zdroji spočívá ve využití většího odebraného výkonu výkonového členu, než je trvalý výkon téhož výkonového členu, v lineárním režimu. Další výhodou je vyšší účinnost, která se s časem nemění při proměnlivosti vstupního napětí. Obecně vzato je použití těchto typů napájecích zdrojů vhodné v aplikacích, kde je velký rozdíl vstupního a výstupního napětí regulátoru a v aplikacích, kde požadujeme velmi malé rozměry [6]. Mezi nevýhody spínaných zdrojů patří pomalá reakce výstupního napětí na rychlou změnu zatěžovacího výstupního proudu. Spínaný napájecí zdroj je, díky spínacím prvkům, zdrojem rušivých signálů. Vlastní konstrukce spínaného zdroje je realizována triaky a tranzistory, které jsou dnes řízeny pomocí specializovaných mikroprocesorů. Frekvenční pásmo je dnes pokryto v řádu Terahertzů - THz . Lineární spínané zdroje dělíme do několika skupin, které se od sebe navzájem odlišují použitým typem napěťového měniče:

- se síťovým kmitočtem bez transformátoru
- s transformátorem
- Flyback converter (blokující měnič)
- Forward converter (propustný měnič)
- Step-Down (Buck regulátor)
- Step-Up (Boost regulátor)

- Buck-Boost
- Push-Pull (dvoučinný měnič)
- Full-Bridge (plný můstek)
- Half-Bridge (poloviční můstek)

3.1 Spínaný zdroj se síťovým kmitočtem bez transformátoru

Tento typ spínaných zdrojů se uplatňuje tam, kde je potřeba stabilizovat napětí se síťovou frekvencí. Tyto zdroje dělíme dle druhu regulace na regulaci v primárním okruhu nebo regulaci v sekundárním okruhu a dále na jednočinné a dvojčinné. Jednočinné typy pracují do filtru, který je realizován kondenzátorem a primárně slouží pro stabilizaci vyššího napětí s malým výstupním proudem. Dvojčinné typy pracují s filtrem, který je realizován tlumivkou a slouží ke stabilizaci nižších napětí s velkým výstupním proudem. V tomto typu zdroje je usměrňovač realizován tyristorem [6]. Napětí, které přivedeme na řídicí elektrodu tyristoru musí mít polaritu, která je proti katodě tyristoru kladná. Velikost usměrněného výstupního napětí je poté regulována tyristorem tak, že propouští pouze část kladných půlvln [6]. Je-li tyristor zapojen v režimu usměrňovací diody a okamžitá hodnota napětí U na anodě přesáhne hodnotu pulsujícího napětí U_S při výskytu kladného napětí na řídicí elektrodě, tak jím teče proud. Velikost usměrněného napětí odpovídá okamžiku sepnutí tyristoru, který reaguje na kladný impuls náležející intervalu sestupné hrany sinusového průběhu. K uzavření tyristoru dojde, klesne-li anodový proud pod hodnotu přídržného proudu. Základní zapojení usměrňovače s tyristorem se od usměrňovače s polovodičovými diodami liší pouze v použití referenčního zdroje napětí U_{ref} , jehož velikost popisuje vztah (37) dle [6]:

$$U_I = U_{STAB} - U_{ref} \quad (37)$$

Kvůli malému vnitřnímu odporu stabilizovaného zdroje může dojít k poškození vnitřní součástkové základny. Z tohoto důvodu je nutné vybavit zdroj proudovou ochranou, která je celkem jednoduše realizovatelná pomocí tranzistoru. Při vzniku

zkratu dojde k vypnutí usměrňovače s tyristorem. Princip ochrany spočívá v uzavření tranzistoru T , který je jmenovitě zatížen, tento stav je způsoben napěťovým úbytkem, na rezistoru R_2 , který nestačí k otevření tranzistoru T . Schopnost tyristoru usměrňovat je dána průchodem kladných napěťových impulsů, které procházejí přes kondenzátor C_1 a rezistor R_1 . Pokud nastane zkrat, tak napěťový úbytek na rezistoru R_2 , svou zápornou částí otevře tranzistor T . Tím nastane vodivé spojení řídicí elektrody tyristoru s jeho katodou a tyristor přestane pracovat. Tento stav trvá až do úplného vybití kondenzátoru C_2 , který tranzistor udržuje ve vodivém stavu. Jelikož zdroj na výstupu nedodává proud, tak na rezistoru R_2 nedochází k napěťovému úbytku a tyristor se pokouší usměrňovat [6]. Při odběrech od 1,5 A do 5 A je nutné použít zapojení stabilizátoru s filtrem, který je realizován tlumivkou. Pro větší proudy je možné zapojit vícero stabilizátorů v kaskádě. Princip tohoto zapojení spočívá v přivedení síťového napětí na tyristor T_1 přes odrušovací filtr. Úhel sepnutí tyristoru je nastaven řídicím obvodem, který je napájen vedlejším, pomocným obvodem. Filtrace výstupního, stabilizovaného napětí probíhá pomocí tlumivky L_1 a kondenzátoru C_1 . K odmagnetizování tlumivky dochází díky nulové diodě D_1 . Jakmile sepne tyristor, tak proud prochází skrze tlumivku L_1 a dochází k nabíjení kondenzátoru C_1 , přes zátěž, která je realizována diodou D_3 se vrací zpět do sítě. Jakmile dojde k odepnutí tyristoru, tak proud do zátěže je dodáván pouze tlumivkou. Na tlumivce L_1 dojde k otočení napětí o 90° , což způsobí otevření nulové diody, která připojí tlumivku L_1 k nulové svorce zdroje. Jakmile tlumivka L_1 odevzdá svou energii do zátěže, tak dochází k její demagnetizaci. Pomocí diody D_3 je zabráněno úniku energie zpátky do sítě, když je otevřena nulová dioda. Výstupní napětí má velikost nastavenou řídicím obvodem s tím, že účinnost celého fázového stabilizátoru je větší než 88 %.

3.2 Spínaný zdroj s transformátorem

Pokud použijeme u spínaného zdroje transformátor, tak můžeme využít v zásadě dva druhy jeho regulace. Buďto můžeme použít regulaci v primárním okruhu transformátoru nebo regulaci v sekundárním okruhu transformátoru. Jednoduchá regulace

v primárním okruhu transformátoru je realizována pomocí triaku T_1 , který je fázově řízen pomocí mikroprocesoru. Sekundární okruh transformátoru je vyveden na usměrňovač, který má na svém výstupu filtr tvořený kondenzátorem C a tlumivkou L . Pomocí odporového děliče, který je sestaven z rezistoru R_7 a potenciometru R_8 , je výstupní napětí přivedeno na LED diodu v optočlenu, jenž obsahuje tranzistor, který ovládá řídicí vstup mikroprocesoru. Stabilizace napětí vychází z volt-ampérové charakteristiky LED diody optočlenu, která má v propustném směru stejné vlastnosti jako dioda stabilizační, tj. napětí $U = 1,1$ V. Pokud je výstupní napětí menší, než je napětí, které je požadováno, tak diodou protéká menší proud, který zapříčiní přivření tranzistoru a v důsledku tohoto jevu dojde ke snížení napětí na řídicím vstupu mikroprocesoru. Jakmile nastane tento stav, tak impulsy, které spouštějí triak se dostanou do oblasti vyšší střední hodnoty napětí, které je přiváděno do transformátoru; to znamená, že napětí na filtračním kondenzátoru C výstupu se zvýší [6]. Vlivem zpětné vazby dojde k ustálení výstupního napětí, které je nastaveno potenciometrem R_8 . Účinnost takového zdroje s regulací v primárním okruhu transformátoru je lepší než 78 %. Pro regulaci v sekundárním obvodu transformátoru je vhodné použít dva tyristory T_1 a T_2 , které tvoří dvojčinně řízený napěťový stabilizátor. Stabilizátor obsahuje nulovou diodu D_5 a pracuje do filtru, který je tvořen tlumivkou L_2 a kondenzátorem C_2 . Tyristory jsou řízeny pomocí usměrňovacích diod D_1 a D_2 , omezovacích rezistorů R_1 , R_2 a R_3 a oddělovacích diod D_3 a D_4 . Ochrana tyristorů je řešena skrze rezistory R_4 a R_5 . Stabilizované výstupní napětí je měřeno ze svorek děliče, jenž je realizován pomocí rezistorů R_{12} a R_{13} . Jakmile stoupne hodnota jmenovitého stabilizovaného napětí, tak dojde k otevření nulové diody D_5 , která zapne tranzistor a tím dojde k odpojení řídicích elektrod tyristorů T_1 a T_2 . Tento stav trvá během průchodu následující půlperrody tak dlouho, dokud neklesne hodnota stabilizovaného výstupního napětí pod stanovenou mez a tím dojde k opětovnému zapnutí tyristorů T_1 a T_2 . Tento typ zdroje obsahuje i vlastní proudovou ochranu, jejíž princip spočívá v otevření tranzistoru Q_2 , jakmile nastane napěťový úbytek na rezistoru R_{10} , jenž činí 0,7 V [6]. Otevřený tranzistor sepne přes rezistor R_5 a diodu D_6 tyristor T_3 , jenž zkratuje řídicí elektrody hlavních tyristorů T_1 a T_2 . Účinnost tohoto typu zdroje je lepší než 75 %.

3.3 Blokující měnič typu Flyback

Napěťový měnič typu „Flyback“ pracuje ve dvou cyklech, jejichž priorita je určena aktuálním sepnutím výkonového spínače v obvodu spínaného zdroje - vstupní cyklus T_{in} a výstupní cyklus T_{out} . Výstup měniče obsahuje filtr, který je sestaven z filtrační tlumivky L_f a filtračního kondenzátoru C_f . Pracovní smysl cívky se odvíjí od aktuálního pracovního cyklu měniče, je součástí jak vstupního tak výstupního obvodu měniče, kdežto filtrační kondenzátor je pouze součástí výstupního obvodu napěťového měniče [6]. Během vstupního cyklu T_{in} napěťového měniče akumuluje magnetický obvod cívky L_f určitou část energie, která je předána přes aktivní výkonový spínač ze zdroje. V opačném případě, během výstupního cyklu, je část této energie odebrána zátěží a kondenzátorem C_f na výstupu měniče. Ze vztahu (38) dle [6] pro proud tekoucí cívkou:

$$i_L = \frac{1}{L} \cdot \int_0^t U_L dt + i_0 \quad (38)$$

můžeme odvodit vztah (39) dle [6] pro proudový rozkmit cívky:

$$\Delta i_{L_{in}} = \frac{U_{in} \cdot T_{in}}{L_f} \quad (39)$$

Během konce vstupního cyklu T_{in} pole cívky akumuluje energii, která odpovídá vztahu (40) dle [6]:

$$W_{in} = W_{out} + \Delta W_{in} \quad (40)$$

Během této fáze je výstupní proud z měniče od cívky L_f oddělen pomocí inverzně, polarizované diody D . Na základě této úvahy vyplývá, že během vstupního cyklu T_{in} je veškerý proud I_z dodáván z kondenzátoru C_f . Jakmile dojde k nástupu druhého pracovního cyklu měniče, tak energie, která je v cívce naakumulovaná vyvolá magnetické pole, které způsobí změnu polarity napětí na svorkách cívky [6]. Takto vzniklé napětí působí proti zániku proudu i_L , který začne procházet polarizovanou diodou D do výstupního obvodu měniče, zatěžovacího rezistoru a výstupního filtračního

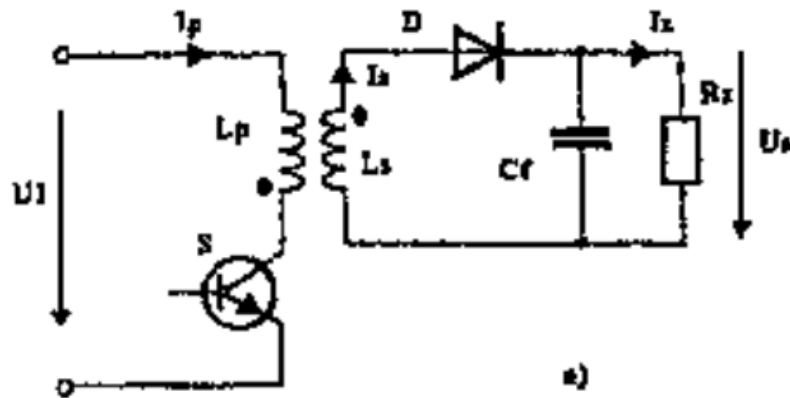
kondenzátoru C_f . Proud $i_{L_{out}}$, který začne téct po nástupu pracovního cyklu T_{out} , má shodnou velikost s energií, která byla naakumulovaná v předchozím pracovním cyklu T_{in} . Pokud vezmeme v úvahu ideální měnič napětí (bezeztrátový), tak platí rovnost $W_a = W_b$, to znamená, že zároveň musí platit i rovnost $\Delta W_a = W_b$. Tato rovnost říká, že úbytek energie magnetického pole v pracovním cyklu T_{out} je rovna přírůstku energie v pracovním cyklu T_{in} . Pro ideální diodu s $U_{AK} = 0$ a konstantní výstupní napětí $U_{out} = konst$ platí následující rovnost: $U_{L_f} = U_{out} = U_{C_f} = konst$. Z toho vyplývá, že proudový rozkmit (41) dle [6] má opět lineární podobu jako (39):

$$\Delta i_{L_f} = \frac{U_{out} \cdot T_{out}}{L_f} \quad (41)$$

Pro výstupní napětí měniče platí vztah (42) dle [6]:

$$U_{out} = U_{in} \cdot \frac{T_{in}}{T_{out}} \quad (42)$$

Kde T_{in} a T_{out} jsou délky intervalů, které zadáváme v sekundách.



Obrázek 5: Převzaté schéma napěťového měniče typu Flyback z [6].

3.4 Propustný měnič typu Forward

U tohoto typu měniče dochází k přenosu energie ze vstupního obvodu měniče do jeho výstupního obvodu během jednoho pracovního cyklu T_a . Během pracovního cyklu T_a teče proud i_{La} skrze cívku L_f ze vstupního obvodu měniče do jeho výstupního obvodu [6]. Napětí na svorkách cívky L_f je dáno $U_n - U_s$ a změna proudu má lineární průběh. Změnu proudu v ustáleném režimu popisuje následující vztah (43) dle [6]:

$$\Delta i_{lb} = T_b \cdot \frac{U_s}{L_f} \quad (43)$$

Pokud dojde k rozepnutí výkonového spínače S v obvodu zdroje, tak v pracovním cyklu T_b dochází k napájení zátěže naakumulovanou energií z cívky L_f skrze propustně polarizovanou diodu D . V tomto cyklu proud klesá taktéž lineárně. Z rovnosti proudů $i_{La} = i_{Lb}$ vychází vztah (44) dle [6], který popisuje velikost výstupního napětí:

$$U_s = U_n \cdot \frac{T_a}{T_C} \quad (44)$$

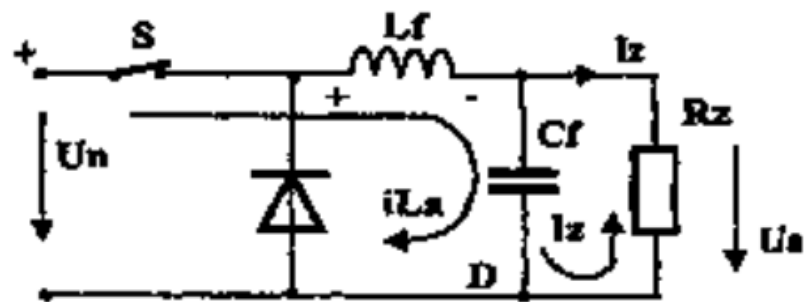
Velikost výstupního napětí je poměr doby trvání celého aktivního intervalu T_a vůči době periody T_C . Velkou výhodou tohoto typu měniče je, že vstupní napětí má stejnou polaritu jako napětí na výstupních svorkách měniče. Další vlastností, na rozdíl od měniče typu „Flyback“, je že proud, který teče cívkou L_f má po celou dobu trvání periody T_C pracovního intervalu spojitý průběh [6]. Nejčastěji se využívá tento typ měniče s pulsním transformátorem. Začátek pracovního cyklu T_a je spjat se skokovým sepnutím tranzistoru kladným impulsem, který přichází od řídicích obvodů do báze spínacího tranzistoru. Kolektorem a primárním okruhem impulsního transformátoru začne téct proud i_c . Transformovaný vstupní proud teče skrze propustně polarizovanou diodu D_1 a tlumivku L_f do zátěže, která je tvořena filtračním kondenzátorem C_f na výstupu. Takto vzniklý sekundární proud i_{Lf} lineárně roste s časem od hodnoty I_{Lmin} . Od hodnoty převodu, který je dán vztahem (45) dle [6], lineárně roste proud I_c primárním okruhem transformátoru.

$$I_{C0} = \frac{I_{Lmin}}{p} \quad (45)$$

Během pracovního cyklu T_a zastává tlumivka L_f dvě funkce; je součástí filtračního LC členu a zároveň akumuluje část vstupní energie, ta je taktéž akumulována samotným primárním okruhem transformátoru [6]. Při příchodu záporného impulsu na bázi tranzistoru dojde k okamžitému zavření a měnič zareaguje tak, že přejde do druhého pracovního cyklu T_b . Část energie, kterou naakumulovala cívka L_f , je skrze propustně polarizovanou diodu D_2 převedena do zátěže a filtračního kondenzátoru C_f . V této fázi pracuje dioda D_1 jako oddělovací a dioda D_2 jako rekuperační. Skokové změně proudu i_{Lb} v intervalu T_b zabraňuje tlumivka L_f , což znamená, že proud se lineárně zmenšuje. K zabránění přesycení jádra impulsního transformátoru magnetizačním proudem Δi_m daného vztahem (46) dle [6] v pracovním cyklu T_a ve kterém akumuluje energii

$$\Delta i_m = \frac{U_n \cdot T_a}{L_p} \quad (46)$$

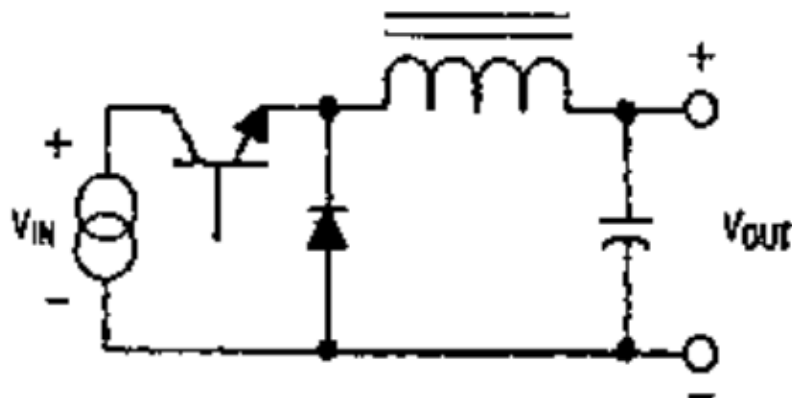
která se v cyklu T_b nevyužije na výstupu měniče, je nutné použít druhé, demagnetizační vinutí L_d o stejném počtu závitů, ale s opačným smyslem vinutí vůči primárnímu vinutí. Následně dojde v intervalu T_b k vrácení akumulované energie zpět do napájecího zdroje, a tím se zvětší hodnota náboje vstupního filtračního kondenzátoru C_f . Aby došlo ke kompenzaci magnetického obvodu, tak demagnetizační proud se musí co nejdříve přiblížit nule, a to ideálně dříve, než dojde k ukončení periody T_c . Kvalitu výstupního napětí ovlivňuje cívka L_f s kondenzátorem C_f , pro co nejmenší zvlnění je nutné vybrat vhodný typ elektrolytického kondenzátoru s odpovídající kapacitou [6]. Oba dva druhy měničů (Flyback, Forward) obsahují transformátorovou vazbu ve svých základních zapojeních, což znamená, že vstupní napěťové potenciály jsou galvanicky odděleny od výstupních napěťových potenciálů.



Obrázek 6: Převzaté schéma napěťového měniče typu Forward z [6].

3.5 Step-Down (Buck regulátor)

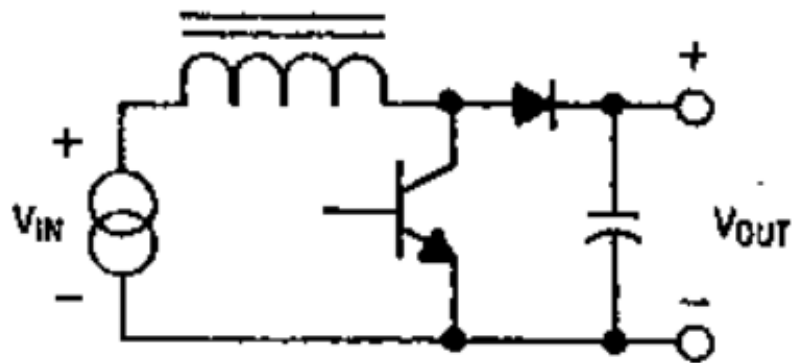
Jedná se v podstatě o verzi blokujícího měniče s jednou indukcí místo dvou, které jsou u „Flyback“ měniče. Smyslem tohoto typu měniče je snížit vstupní napětí na předem definovanou hodnotu [6]. Ve většině případů je měnič řízen pomocí PWM signálu. V dnešní době jsou tyto měniče sehnatelné ve formě monolitických integrovaných obvodů.



Obrázek 7: Převzaté schéma napěťového měniče typu Step-Down z [6].

3.6 Step-Up (Boost regulátor)

Tento typ měniče má na výstupních svorkách větší napětí, než na vstupních svorkách. Jakmile dojde k sepnutí tranzistoru T_a , tak v cívce L se akumuluje energie a výstupní filtrační kondenzátor hradí svým nábojem proud do zátěže. K oddělení vstupní části obvodu od výstupní slouží dioda D , která je v době sepnutí tranzistoru uzavřena [6]. Po vypnutí tranzistoru se napětí na svorkách cívky otočí, což znamená, že proud se snaží téct v původním směru. V této fázi dojde k otevření diody, jejíž anodové napětí je rovno napětí zdroje, jehož hodnota je zvětšená o napětí na svorkách cívky.



Obrázek 8: Převzaté schéma napěťového měniče typu Step-Up z [6].

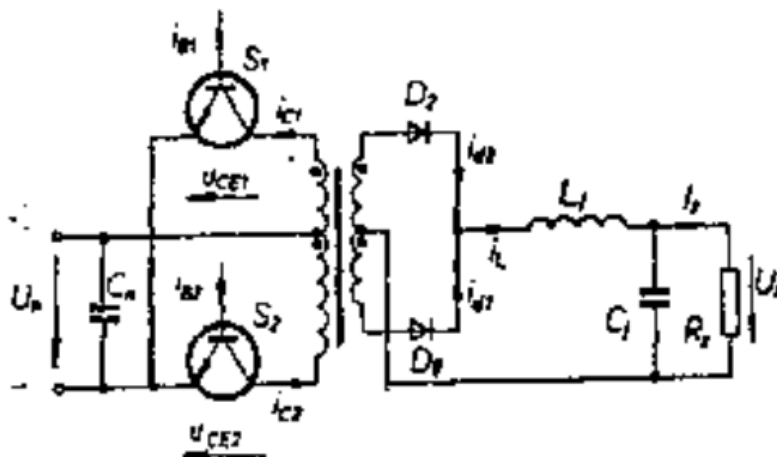
3.7 Buck-Boost měnič

Slouží ke změně kladného vstupního napětí na záporné výstupní napětí [6]. Principiálně pracuje stejně jako blokující měnič typu „Step-Down“.

3.8 Push-Pull měnič

Jakmile dojde k sepnutí tranzistorového spínače S_1 , tak dioda D_1 začne vést proud. Tím pádem začne téct proud skrze cívku L_f do výstupního obvodu. Po rozepnutí tranzistorového spínače S_1 zůstává tranzistorový spínač S_2 vypnut po dobu T_b , během této doby jsou obě diody D_1 a D_2 v režimu rekuperace. Část energie, kterou

naakumuluje cívka L_f , je převáděna do zátěže na výstupních svorkách měniče [6]. Během doby T_b dojde nejprve k sepnutí tranzistorového spínače S_2 , a tím se dioda D_2 dostane do vodivého stavu a přenos energie je zajištěn ze vstupního obvodu na výstupní skrze cívku L_f . Po vypnutí tranzistorového spínače S_2 se diody D_1 a D_2 vrací zpět do rekuperačního režimu.

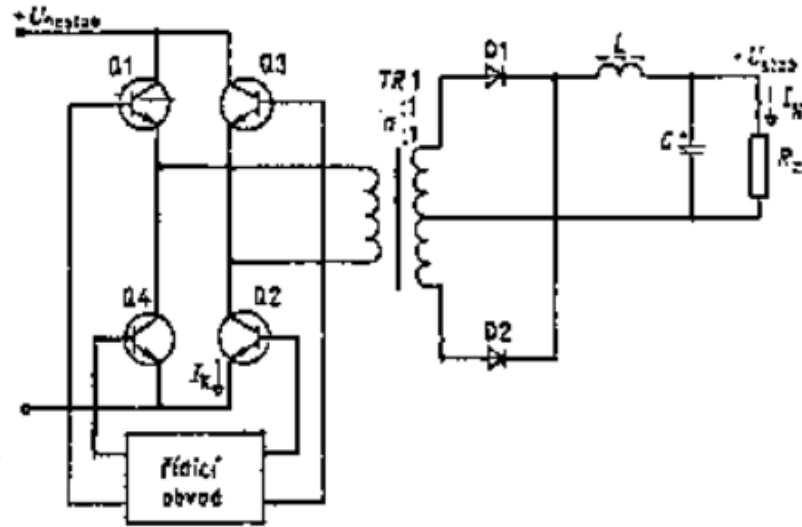


Obrázek 9: Převzaté schéma napěťového měniče typu Step-Up z [6].

3.9 Full-Bridge (Plný můstek)

Pokud potřebujeme získat vysoký výstupní výkon, například pro řízení motorů, s výhodou se používá plno-můstkový typ měniče. Funkci spínačů zastává čtveřice výkonových tranzistorů Q_1 až Q_4 . Každou polovinu cyklů pracují vždy dva tranzistory v páru. Maximální hodnota jejich kolektorového napětí nesmí překročit hodnotu vstupního nestabilizovaného napětí. Nevýhodou je, že frekvence zvlnění je dvojnásobná, než je frekvence tranzistorů [6]. Tranzistory Q_1 a Q_2 pracují dvojčinně, analogicky jako zbylé dva tranzistory, každý pár vždy v jedné polovině periody. Během doby, kdy jsou tranzistory vypnuty, dochází k tlumenému rozkmitu obvodu, jenž je složený z cívky primárního okruhu výkonového transformátoru a sdružených, parazitních kapacit. Během doby, kdy jsou tranzistory vypnuté, pracují diody D_1 až D_4 jako kondenzátory, přitom velikost jejich kapacity odpovídá velikosti plochy

jejich vlastních PN přechodů; kapacita je tedy mnohonásobně menší, než je kapacita použitých tranzistorů ve vypnutém stavu. Tlumené nežádoucí kmity mají díky tomu mnohem menší dobu trvání a snáze se eliminují pomocí rekuperačních diod D_5 až D_8 s pomocí RC filtru.

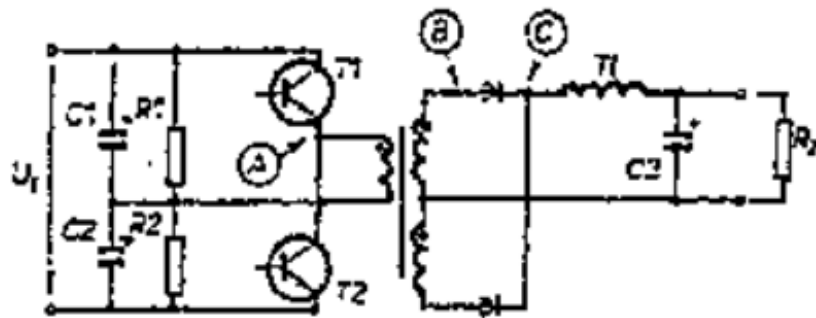


Obrázek 10: Převzaté schéma napěťového měniče typu Full-Bridge z [6].

3.10 Half-Bridge (poloviční můstek)

Během provozu dvojitých napěťových měničů se dvěma nebo čtyřmi tranzistorovými spínači vznikají spínací nesymetrie a důsledkem je přesycování výkonového transformátoru. Tato nesymetrie je způsobena rozptylovými parametry saturačních napětí jednotlivých tranzistorů a stejně tak rozptylem času sepnutí a vypnutí jednotlivých tranzistorů. Výsledkem je vznik saturačního proudu, který většinou zničí spínací prvek nebo, v lepším případě, způsobí selhání samotného měniče. Pro předcházení vzniku saturačního proudu je využito kapacitního děliče. Dvojice tranzistorů T_1 a T_2 pracuje dvojitě proti dvojici kondenzátorů C_1 a C_2 . Přibližná polovina vstupního napětí ve středu děliče je zajištěna dvojicí rezistorů R_1 a R_2 . Hodnota maximálního napětí mezi kolektorem a emitorem libovolného spínacího tranzistoru musí být rovna hodnotě vstupního nestabilizovaného napětí. Nestabilizované napětí na vstupu se rovnoměrně rozděluje na primární vinutí transformátoru a kondenzátor

C_1 nebo C_2 podle toho, který tranzistor je sepnut [6]. V tomto případě kondenzátory fungují k akumulaci energie. Do jejich středu je zapojen jeden z konců primárního vinutí a druhý konec je většinou zapojen pomocí tranzistorů buď ke kladnému nebo k zápornému napájecímu napětí. Během činnosti měniče tranzistory T_1 a T_2 střídavě připojují primární vinutí na kladné a záporné vstupní napájení, a tím dochází k přímé transformaci na primárním vinutí transformátoru. Výhodou je, že v transformátoru se nehromadí velké množství energie, způsobené magnetickým polem a tím pádem rozměry transformátoru jsou menší, než v případě „Flyback“ měniče. Doba otevření tranzistorů je mnohonásobně menší, než je polovina periody. Tím pádem na katodách diod D_1 a D_2 vzniká pulsující stejnosměrné napětí. Délka jeho pulsu odpovídá délce doby sepnutí tranzistoru T_1 nebo T_2 . Pro správnou funkci tohoto měniče je nutné zajistit na jeho výstupních svorkách malou zátěž.



Obrázek 11: Převzaté schéma napěťového měniče typu Half-Bridge z [6].

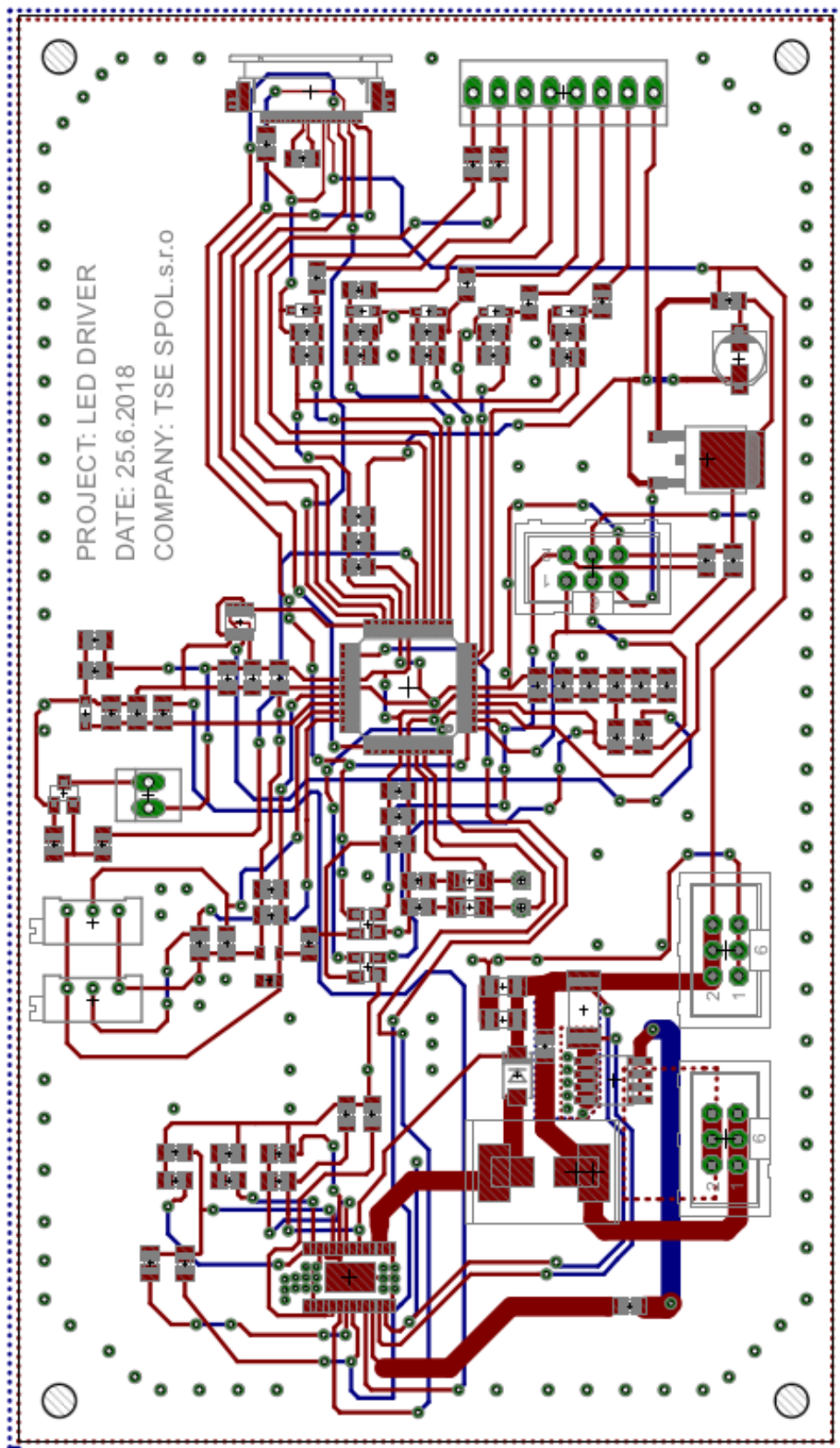
4. Popis vlastního návrhu

U mého zadavatele bakalářské práce vyvstala potřeba nového návrhu biotechnologického zařízení - fototerapie pro obor neonatologie, které by mělo mít zachováno stejnou účinnost, jako stávající verze pro západní trhy, ale zjednodušené ovládání pro trhy latinské a jižní Ameriky. Můj návrh spočívá ve využití specializovaného obvodu firmy Analog Devices/Linear Technology, které je schopno pracovat v několika režimech ovládání světelných modulů pomocí PWM (pulsně šířkové modulace) [7]; záleží na konkrétním řešení daného problému. Celé zařízení je zpětnovazebně ovládáno pomocí mikroprocesoru firmy ATMEL (Microchip), což znamená, že mikroprocesor dostává zpětnou vazbou informaci o protékajícím proudu, který udržuje na nastavené, konstantní hodnotě. Zdravotnický personál obsluhuje zařízení pomocí tří tlačítek na fóliové klávesnici na čele panelu, volí ze dvou úrovní výkonu 50 % a 100 %, třetím tlačítkem se vypíná režim PWM regulace, tudíž se navolí 0 %. Dále je možno zapnout nebo vypnout bílé LED osvětlení v osvětlovacím modulu, které je využíváno ošetřujícím lékařem k přisvitu. Veškeré operace jsou zobrazovány na malém LCD displeji, tzn. úrovně fototerapeutického modrého osvětlení a stav zapnutí nebo vypnutí přisvitu. Současně se zobrazením na LCD je u konkrétní operace generován zvukový signál s rozsvícením příslušné LED diody na fóliové klávesnici. Samotnou DPS jsem navrhoval dvouvrstvou s uchycením přes čtyři šrouby na vlastním tělese hliníkového chladiče LED modulu pomocí plastových distančních sloupků. Elektrické parametry biotechnologického zařízení jsou následující:

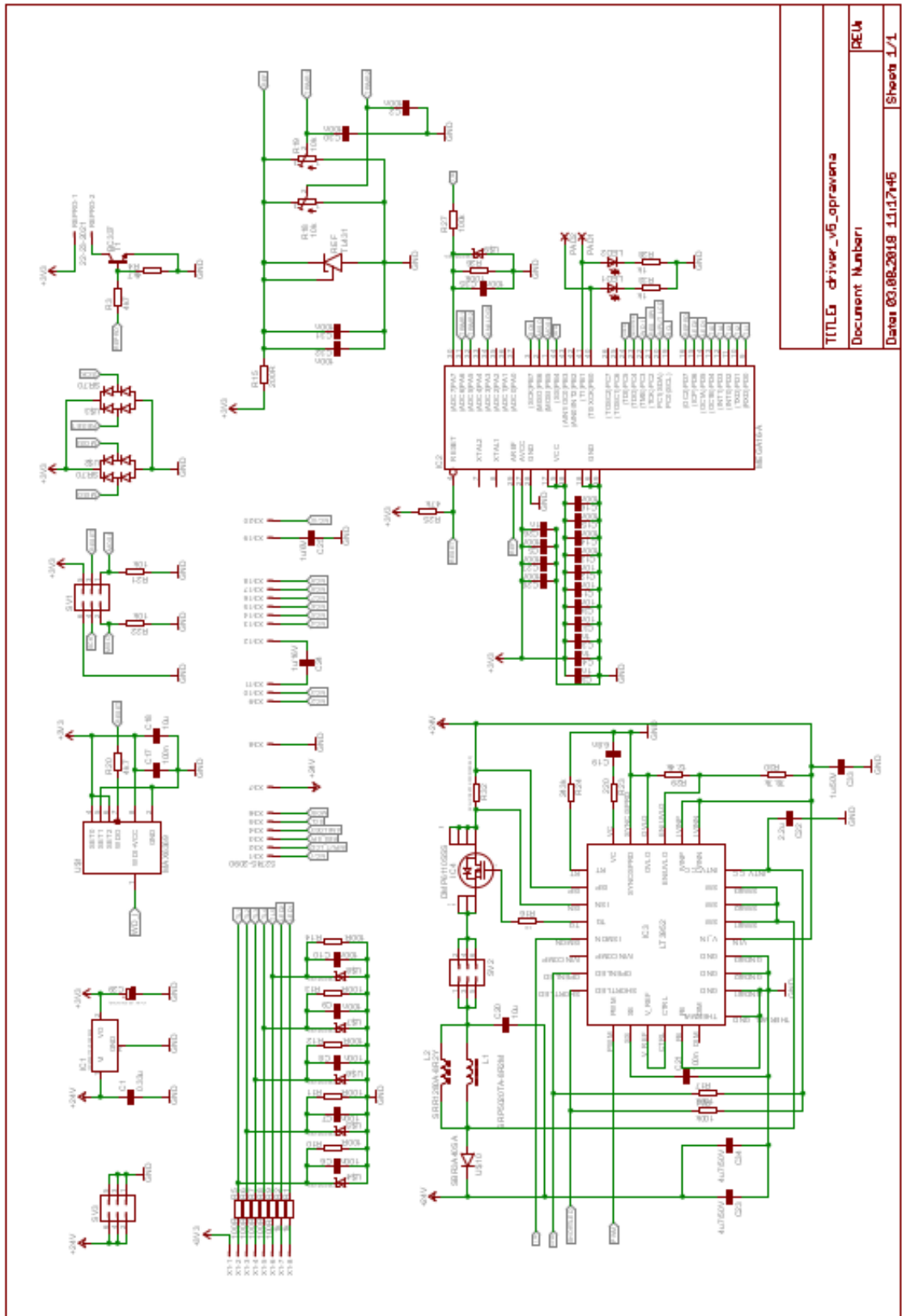
- napětí 24 V
- maximální proud tekoucí zátěží 4 A

Napájení zdroje je řešeno pomocí toroidního transformátoru 110 V/24 V s pasivním chlazením. Elektromechanické propojení toroidního transformátoru s vlastní DPS je zajištěno konektory typu MOLEX. Chlazení celého zdroje s vlastní elektronikou je řešeno pasivním, nenuceným prouděním teplého vzduchu z objemu plastového tělesa zařízení skrze žebrování krytu. Chlazení výkonového spínacího tranzistoru typu MOSFET [8] je řešeno rozšířenými pájecími pady (ploškami) na DPS, které jsou navrženy v souladu s datasheetem pro dokonalý odvod tepla. Vlastní zdroj je dále

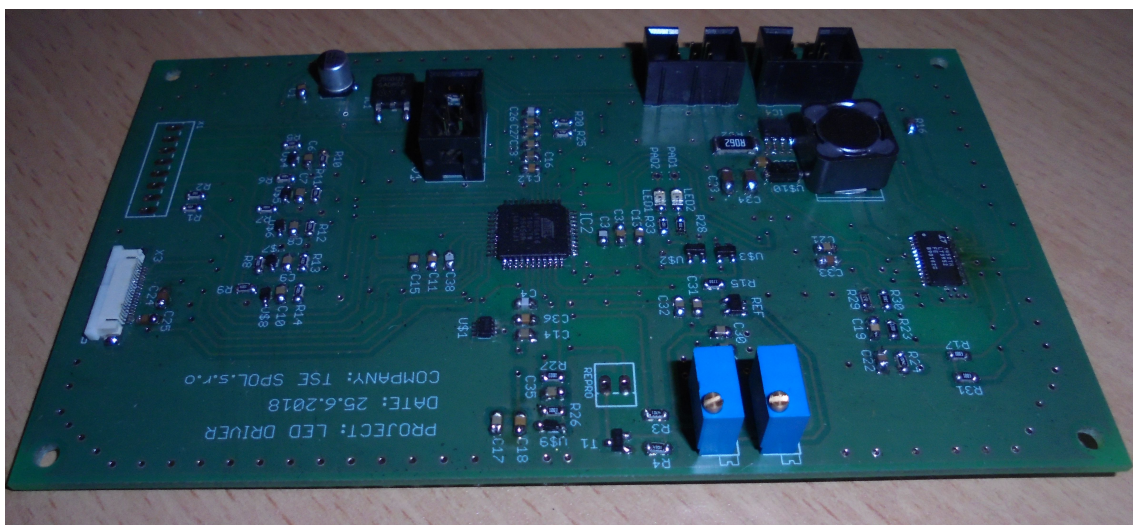
vybaven různými ochranami; proti zákmitům tlačítek fóliové klávesnice skrze RC člunek - integrační člen. Proti statickým výbojům jsou tlačítka ošetřena Zenerovou diodou, která je připojena paralelně ke kapacitě C integračního členu a dále jsou tlačítka stahována k zemi pomocí „Pull-Down“ rezistoru. Ochrana pomocí „Pull-Down“ rezistoru je více než vhodná, neboť se předejde stavům, kdy by se zařízení chovalo zcela nevhodně na základě špatně vyhodnoceného signálu; třeba náhodnému spínání jednotlivých fází osvětlení modrým světlem, způsobené podružným šumem v elektrickém obvodu. Samotné napájení mikrokontroléru a celého digitálního obvodu je zajištěno jedním „Step-Down“ [9] měničem s výstupním napětím 3,3 V. Tato napěťová hladina je nutná pro napájení řadiče informačního LCD displeje a stavových LED diod na fóliové klávesnici. Dále je využito speciálních dvoukanalových ochranných diod *SR70* [10] použitých na přenosovém obvodu mikrokontroléru, konkrétně jeho programování. Tyto diody se řadí mezi rychlé a vyznačují se malou kapacitou, která zachytává velmi malé napěťové výkyvy na signálových cestách. O bezproblémový chod mikrokontroléru se stará 11 blokovacích keramických kondenzátorů, jejich princip spočívá v tom, že zachytávají rušivé šумы a vyrovnávají malé poklesy napětí. Tyto kondenzátory se používají zcela standardně, neboť jejich parazitní vlastnosti jsou zanedbatelné. Mezi tyto vlastnosti patří velmi malé ESR (Equivalent series resistance - zdánlivý odpor) a ESL (Equivalent series inductance - zdánlivá impedance). Tatož ochrana je použita u přesné napěťové reference, která je tvořena obvodem od firmy Texas Instruments TL 431 [11]. Napěťové reference je využito pro nastavení velmi přesného referenčního napětí pro A/D převodník. Semiregulace referenčního napětí je provedena dvěma $10\text{ k}\Omega$ trimry. V mém návrhu se využívá měření elektrického proudu tekoucího LED modulem pro potřebu zpětné vazby; vlastní měření zajišťuje samotný obvod LT3952, pomocí převodníku proudu na napětí. Co se týče samočinného resetování MCU, tak z důvodu zdravotnických norem nebyl použit interní softwarový watchdog, ale externí obvod typu MAX6369 [12], který je kontrolován definovanou funkcí ve firmware MCU.



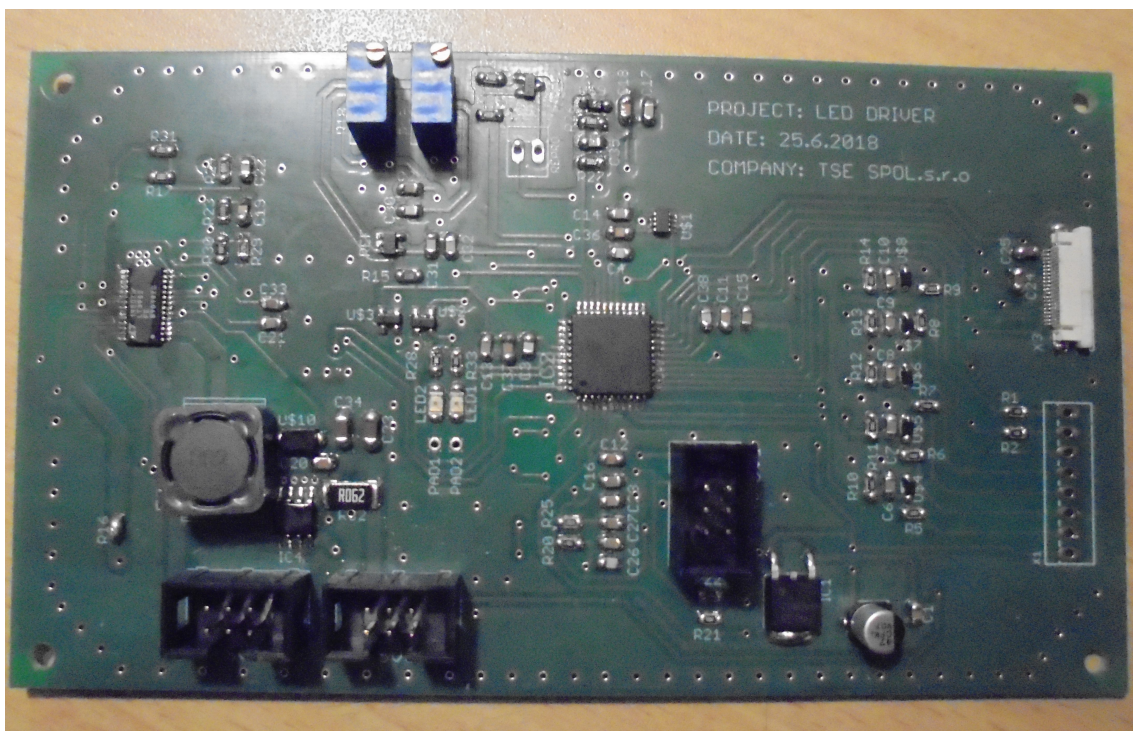
Obrázek 12: Design dvouvrstvé desky plošných spojů biotechnologického zařízení.
(autorův design)



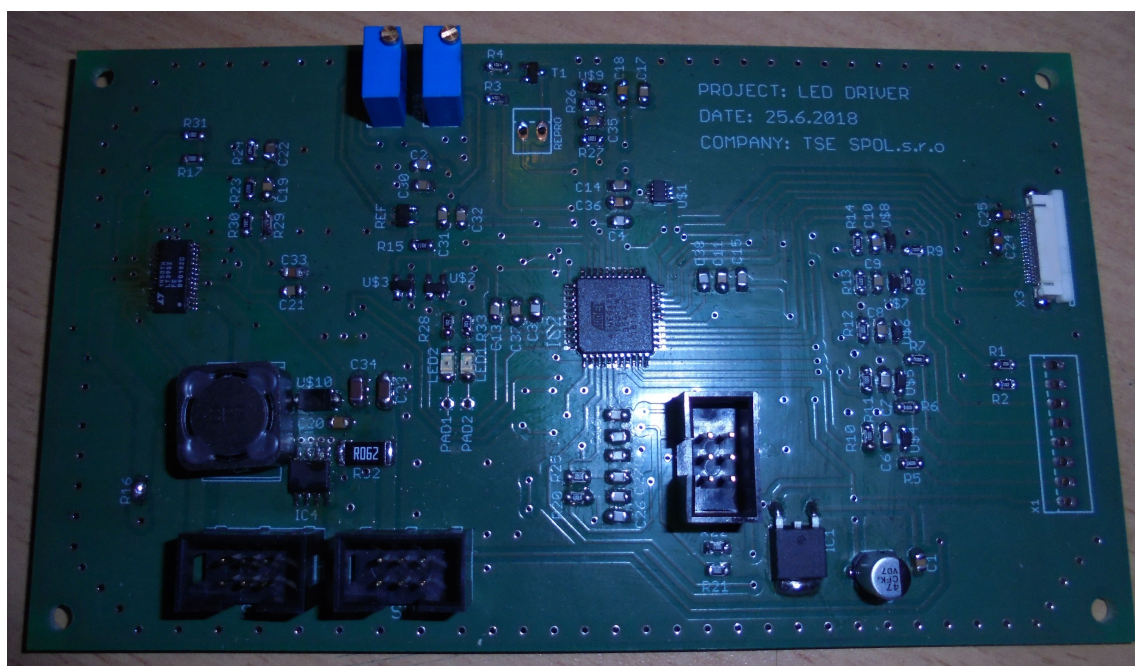
Obrázek 13: Schéma elektroniky biotechnologického zařízení. (autorův návrh)



Obrázek 14: Pohled č. 1 na prototyp. (autorova tvorba)



Obrázek 15: Pohled č. 2 na prototyp. (autorova tvorba)



Obrázek 16: Pohled- č. 3 na prototyp. (autorova tvorba)

4.1 Mikroprocesor ATMEL ATMEGA16

Ze zkušeností konstrukčního oddělení ve firmě TSE jsem vybral mikrokontrolér AVR ATMEGA16 [13], který je v mnoha ohledech, co se týče periférií, lépe vybaven, než mnou navrhovaný MCU řady PIC 18F. Pro svůj návrh jsem potřeboval obsluhovat následující periferie:

- řízení jasu skrze specializovaný integrovaný obvod pomocí PWM, tím pádem generování PWM signálu
- obsluha LCD displaye po sběrnici SPI
- A/D převod signálu z trimrů pro přesnější doladění referenčního napětí
- obsluha foliové klávesnice skrze stisk jednotlivých tlačítek
- obsluha signálních LED diod

MCU Mega16 disponuje následujícími parametry: - velikost FLASH paměti 16 kB

- velikost EEPROM paměti 512 B
- velikost SRAM paměti 1 kB
- kmitočet interního oscilátoru 16 MHz s možností rozšíření externím krystalem
- čtyři výstupní PWM kanály
- dva 8 bitové a jeden 16 bitový čítač/časovač
- komunikační rozhraní pomocí SPI, I2C a UART

Tento mikrokontrolér plně vyhovuje požadavkům mého návrhu jednak obsluhou periférií, které vyžaduje můj návrh a za druhé, dostupností, již hotových, vlastnoručně napsaných, interních knihoven, které má k dispozici konstrukční oddělení. Výhody tohoto MCU jsou oproti MCU typu PIC i ve stálosti výroby, což znamená, že je zaručena dlouhodobá dostupnost daného MCU. Na rozdíl od MCU typu PIC, kdy je dostupnost v řádu 10-ti let a poté dochází k ukončení výroby.

4.2 Integrovaný obvod LT3952

Jak jsem se zmínil výše, tak v mém návrhu jsem použil specializovaný obvod LT3952 [14] od firmy Linear Technology/Analog Devices. Výhodou je, že odpadá starost s realizací vlastního typu měniče pomocí diskrétních nebo smd součástek. Tím se rapidně zjednodušuje celkový návrh osvětlovacího zařízení, šetří místo na DPS a snižuje cenu za fyzickou výrobu DPS. Samotnému použití předcházelo pár výpočtů pro cívky, dle vztahů, uvedených v datasheetu [14]. Obvod má následující parametry:

- true Color PWM stmívání v poměru 4000 : 1 (stmívání beze změny barvy světla emitovaného LED technologií)
- výkonný vnitřní tranzistor typu DMOS s maximálním proudem 4 A a maximálním výstupním napětím 60 V
- velký rozsah vstupního napětí v intervalu 3 V až 42 V
- výstupní napětí v rozsahu 0 V až 60 V s možností měření proudového odběru
- výkonný tranzistor typu PMOS pro řízení PWM a dokonalého odpojení PWM výstupu
- ochrana vlastního obvodu před zkratem LED
- interní PWM modulace
- konstantní proudová a napěťová regulace

Tento obvod má v základu „step-up“ elektronický měnič, který je navržen pro vysoce výkonné aplikace v osvětlovací technice. Jádrem jeho variability je použití vstupně/výstupní proudové regulace a regulace výstupního napětí. To z něj činí ideální obvod pro použití ve formě proudového nebo napěťového zdroje. Zapojení typu LED driver je možné nastavovat pomocí externího snímacího rezistoru, a to v plném rozsahu napětí na odpovídajícím pinu [14]. Při použití externího PWM signálu je obvod schopen spínat LED modul ve stavu ON/OFF a regulovat od nulového napětí až po maximální možnou hodnotu napětí. V mém případě jsem použil katalogové zapojení typu „Buck“, ovšem v úpravě pro maximální možný výstupní proud o velikosti 4 A. Z toho vyvstala potřeba přepočítat hodnoty některých součástek, jejichž hodnoty jsem stanovil na základě platných vztahů uvedených výrobcem v

datasheetu. V prvním bodě návrhu jsem stanovil frekvenci, se kterou bude pracovat PWM stmívání. Tu jsem vybral z hodnot, které jsou uvedeny v datasheetové tabulce a odpovídá jí hodnota snímacího rezistoru. Pro mou aplikaci jsem vybral hodnotu frekvence $f = 0,4 \text{ MHz}$ a hodnotu rezistoru $R_T = 243 \text{ k}\Omega$. Další fází výpočtů byl návrh vhodné cívky, která je součástí filtru, který kompenzuje zvlnění proudu při PWM stmívání/rozsvěcování. V mém případě jsem spočítal hodnoty maximálního proudu a indukance pro „BUCK“ mód u dvou cívek. Hodnoty jsou následující: $L = 6 \text{ }\mu\text{H}$ a $I_{max} = 2 \text{ A}$. Cívky jsem vybral z katalogu s následujícími parametry: $L_{1,2} = 8,2 \text{ }\mu\text{H}$ a $I_{maxL_1} = 2,5 \text{ A}$, $I_{maxL_2} = 6,8 \text{ A}$. Dále bylo nutné spočítat kapacitu kondenzátoru, který je taktéž součástí filtru; jeho hodnota mi vyšla: $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$. Ve výstupním obvodu katalogového zapojení je dále použita Schottkyho dioda, která odděluje hladinu vstupního napětí od napětí na cívce filtru. Hodnoty ostatních součástí jsou původní, převzaté z datasheetu.

5. Závěr

V teoretické části bakalářské práce byla popsána teorie lineárního napájecího zdroje, jež je nutná pro návrh jednoduchého lineárního napájecího zdroje v amatérských podmínkách. Dále byla popsána teorie spínaného napájecího zdroje se zaměřením na jednotlivé typy napěťových měničů. V praktické části byl popsán princip vlastního zapojení. Během stavby prototypu byla provedena základní zkouška vodivosti pomocí digitálního multimetru a funkce *testu vodivosti* kvůli eliminaci zkratů pájených SMD součástek. Při podrobení prototypu základnímu funkčnímu testování - měření výstupního proudu tekoucího umělou zátěží byl změřen proud o velikosti 3,95 A při nastavené střídě 100 % PWM signálu a při nastavené střídě 50 % byl změřen proud 1,78 A. Během testování byla také měřena teplota zdroje, která činila 65 °C pro střídu 50 % a 73 °C pro střídu 100 %. Teplota součástek z dlouhodobého hlediska nepřekročila mezní hodnoty definované v datasheetech součástek; měřením teploty se potvrdilo, že zařízení při dlouhodobém provozu pracuje zcela bezchybně. Pro každý výkon probíhalo testování samostatně, a to po dobu 24 hodin. Po celou dobu měření měl proud tekoucí zátěží konstantní hodnotu ve všech režimech testování a prototyp pracoval spolehlivě. Další fázi testování s LED modulem jsem již nemohl ovlivnit a ani zajistit, neboť LED modul nebyl subdodavatelem vyroben a dodán.

Literatura

- [1] VÍTEK, L. *Bilirubin a interní choroby*. Praha: GRADA, 2009. ISBN: 978-80-247-2351-8
- [2] *TEX studio : LaTeX*[online]. Berlín, 2018 [cit. 2018-06-28] dostupné z: <https://www.linux-mint-czech.cz/2014/02/texstudio-latexovy-editor>
- [3] *EAGLE : Autodesk*[online]. San Rafael, 2017 [cit. 2018-07-01] dostupné z: <https://www.autodesk.com/education/free-software/eagle>
- [4] VOŽENÍLEK, L. *Kurs elektrotechniky*. Praha: SNTL, 1988.
- [5] ZÁHLAVA, V., VOBECKÝ, J. *Elektronika*. Praha: GRADA, 2005. ISBN: 978-80-247-1241-3
- [6] HAMMERBAUER, J. *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*. Plzeň: Vydavatelství Západočeské univerzity, 1998. ISBN: 80-7082-411-5
- [7] ŠVARC, I. *Základy automatizace a regulace*. Praha: Europa-Sobotáles, 2005. ISBN: 80-2140-459-0
- [8] *MOSFET : Diodes Incorporated*[online]. Plano, 2018 [cit. 2018-07-10] dostupné z: <https://www.diodes.com/assets/Datasheets/DMP6110SSS.pdf>
- [9] *Step-Down : Infineon Technologies*[online]. Andover, 2018 [cit. 2018-08-25] dostupné z: <https://www.infineon.com/dgdl/IndustrialVoltageRegulatorpbjuly10.pdf>
- [10] *Diody : Semtech*[online]. Camarillo, 2016 [cit. 2018-09-14] dostupné z: <https://www.semtech.com/uploads/documents/sr70.pdf>

- [11] *TL431* : Texas Instruments[online]. Dallas, 2018 [cit. 2018-09-19] dostupné z: www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf
- [12] *MAX6369* : Maxim Integrated[online]. San Jose, 2017 [cit. 2018-09-25] dostupné z: <https://www.maximintegrated.com/en/products/power>
- [13] *ATMEL AtMEGA16* : Microchip[online]. San Jose, 2015 [cit. 2018-09-30] dostupné z: <https://www.microchip.com/wwwproducts/en/ATmega16>
- [14] *LT3952* : Analog Devices[online]. Norwood, 2016 [cit. 2018-10-16] dostupné z: www.analog.com/media/en/technical/data-sheets/3952fb.pdf